

# 5 场效应管放大电路

---

- 5.1 金属-氧化物-半导体 (MOS) 场效应管
- 5.2 MOSFET放大电路
- 5.3 结型场效应管 (JFET)
- \*5.4 砷化镓金属-半导体场效应管
- 5.5 各种放大器件电路性能比较

# 5.1 金属-氧化物-半导体 (MOS) 场效应管

---

5.1.1 N沟道增强型MOSFET

5.1.2 N沟道耗尽型MOSFET

5.1.3 P沟道MOSFET

5.1.4 沟道长度调制效应

5.1.5 MOSFET的主要参数

# 场效应管的分类：



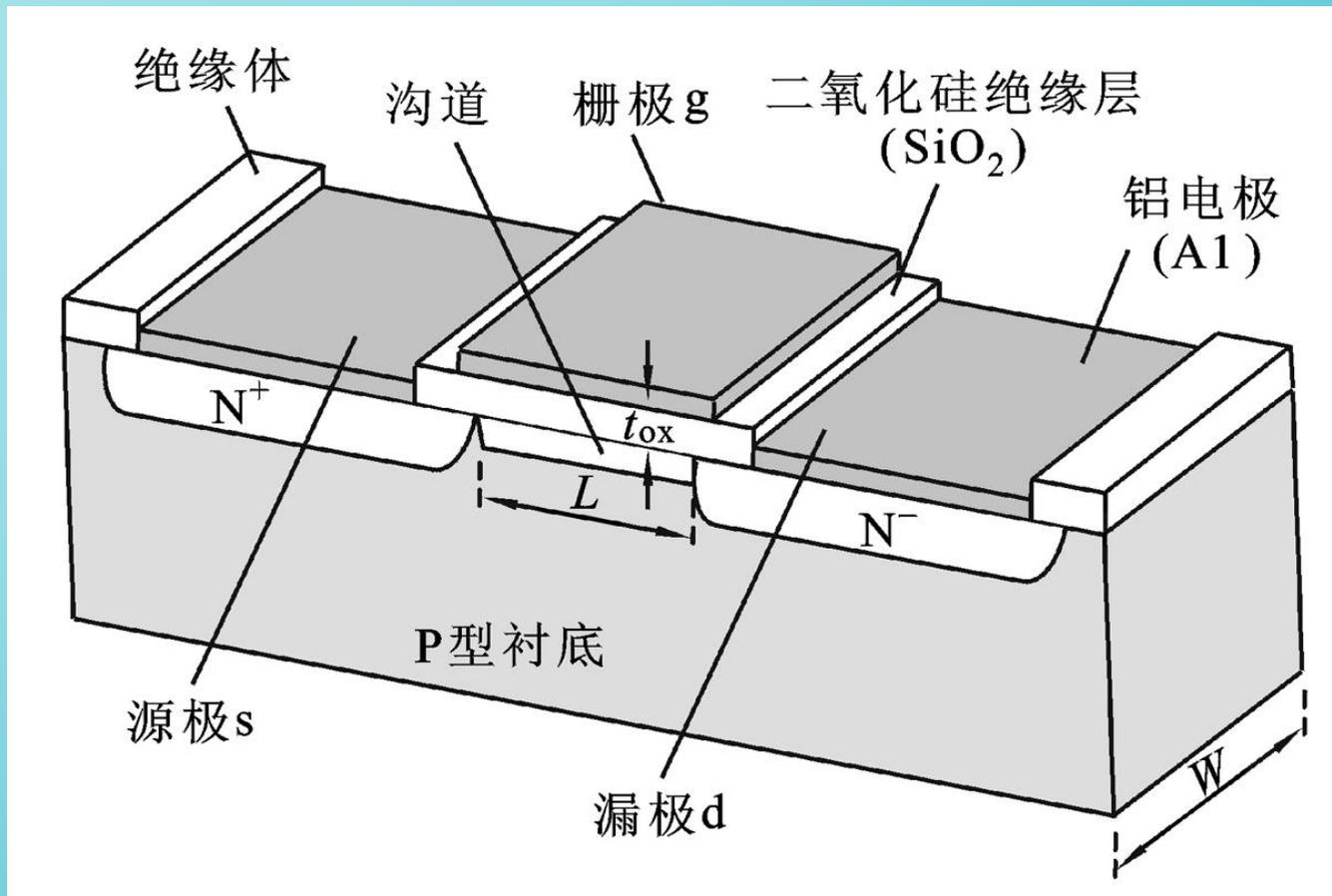
**耗尽型：**场效应管没有加偏置电压时，就有导电沟道存在

**增强型：**场效应管没有加偏置电压时，没有导电沟道

# 5.1.1 N沟道增强型MOSFET

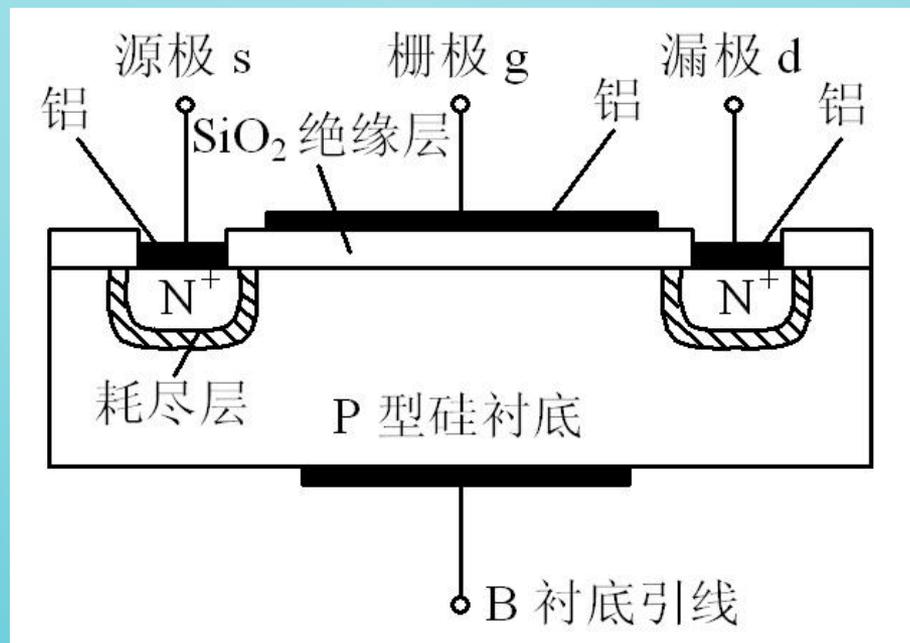
1. 结构 (N沟道)       $L$ : 沟道长度       $W$ : 沟道宽度       $t_{ox}$ : 绝缘层厚度

通常  $W > L$

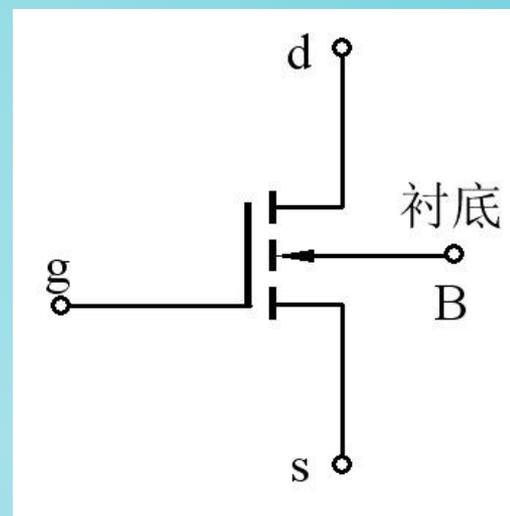


# 5.1.1 N沟道增强型MOSFET

## 1. 结构 (N沟道)



剖面图



符号

# 5.1.1 N沟道增强型MOSFET

## 2. 工作原理

### (1) $v_{GS}$ 对沟道的控制作用

当  $v_{GS} \leq 0$  时

无导电沟道，d、s间加电压时，也无电流产生。

当  $0 < v_{GS} < V_T$  时

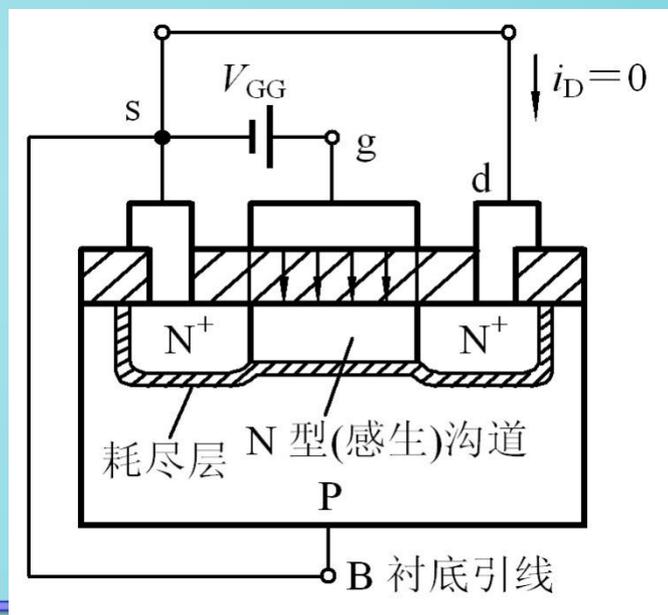
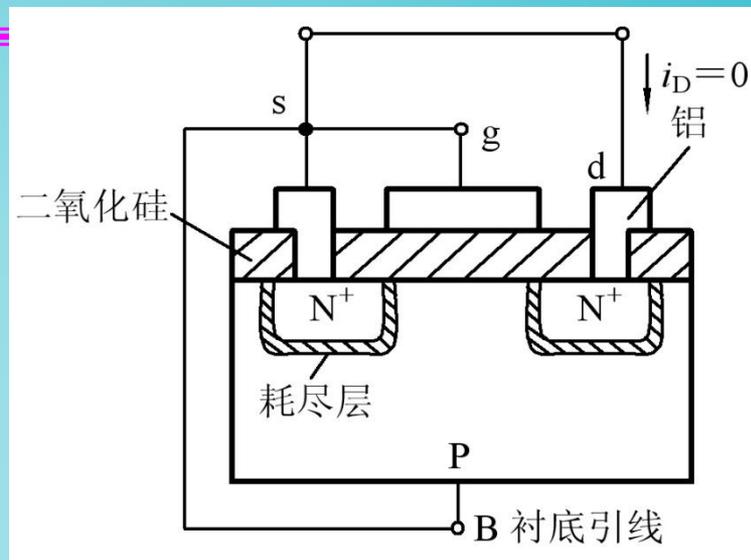
产生电场，但未形成导电沟道（感生沟道），d、s间加电压后，没有电流产生。

当  $v_{GS} \geq V_T$  时

在电场作用下产生导电沟道，d、s间加电压后，将有电流产生。

$v_{GS}$ 越大，导电沟道越厚

$V_T$  称为开启电压

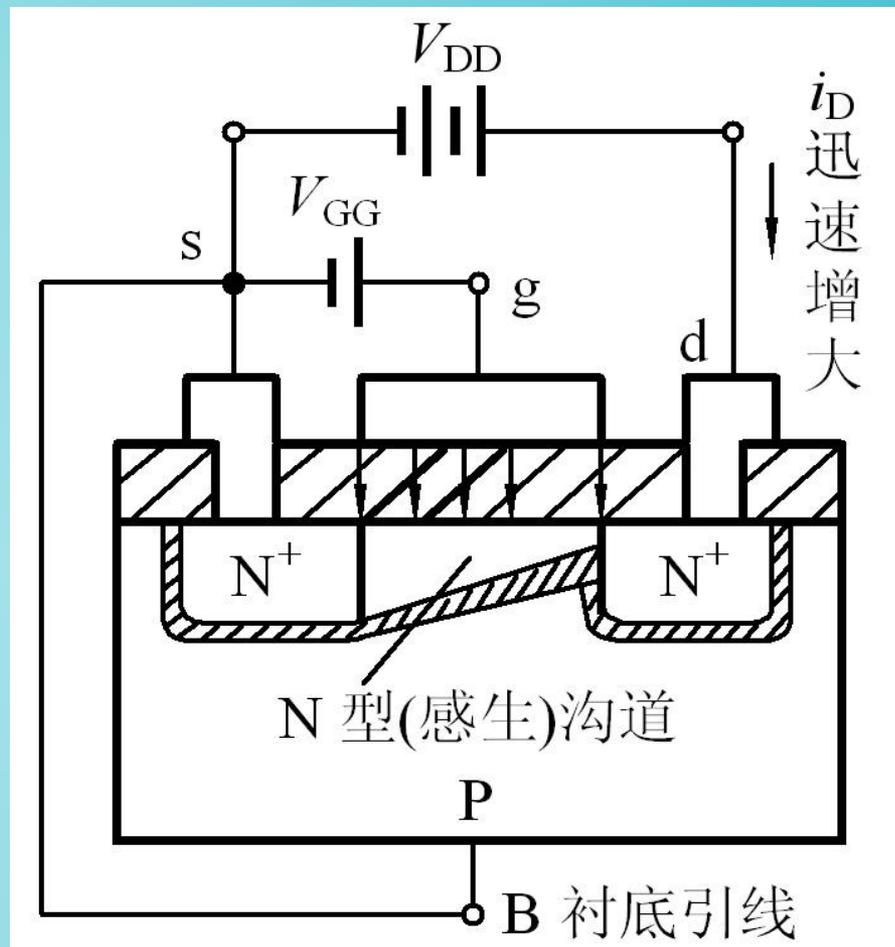
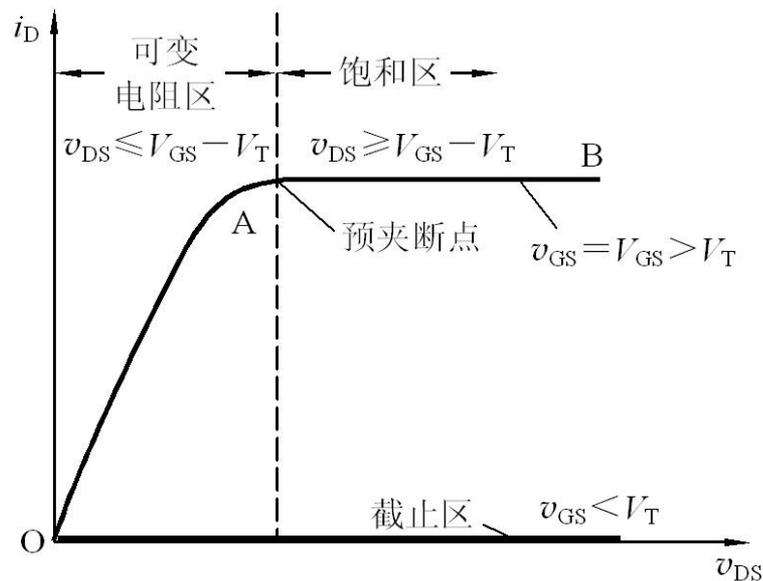


## 2. 工作原理

### (2) $v_{DS}$ 对沟道的控制作用

当 $v_{GS}$ 一定 ( $v_{GS} > V_T$ ) 时,  
 $v_{DS} \uparrow \rightarrow i_D \uparrow \rightarrow$ 沟道电位梯度 $\uparrow$   
 $\rightarrow$ 靠近漏极d处的电位升高  
 $\rightarrow$ 电场强度减小  $\rightarrow$ 沟道变薄

整个沟道呈楔形分布



## 2. 工作原理

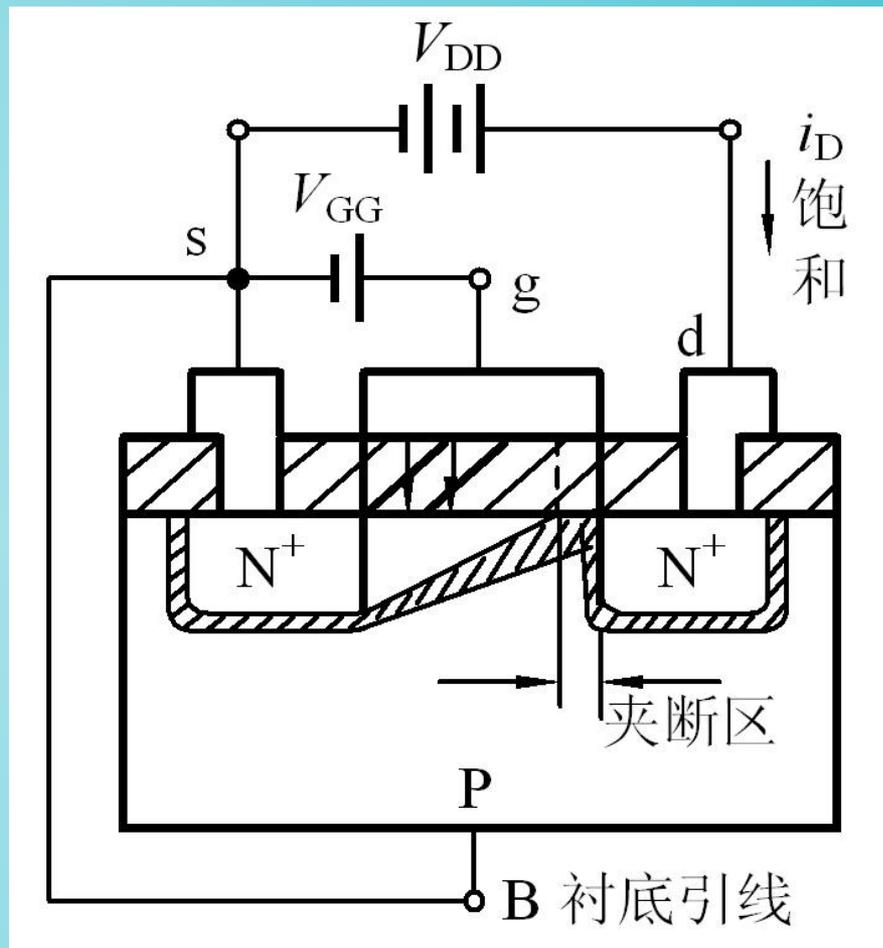
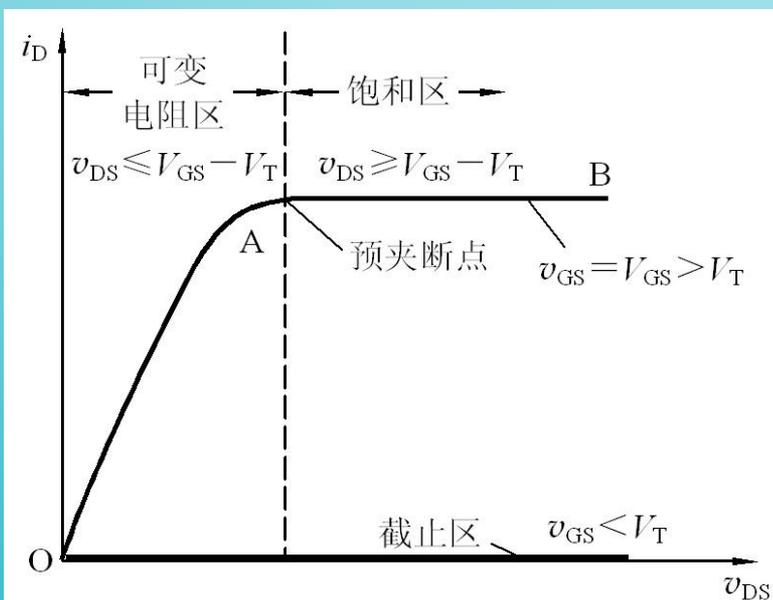
### (2) $v_{DS}$ 对沟道的控制作用

当 $v_{GS}$ 一定 ( $v_{GS} > V_T$ ) 时,

$v_{DS} \uparrow \rightarrow i_D \uparrow \rightarrow$ 沟道电位梯度 $\uparrow$

当 $v_{DS}$ 增加到使 $v_{GD} = V_T$  时,  
在紧靠漏极处出现预夹断。

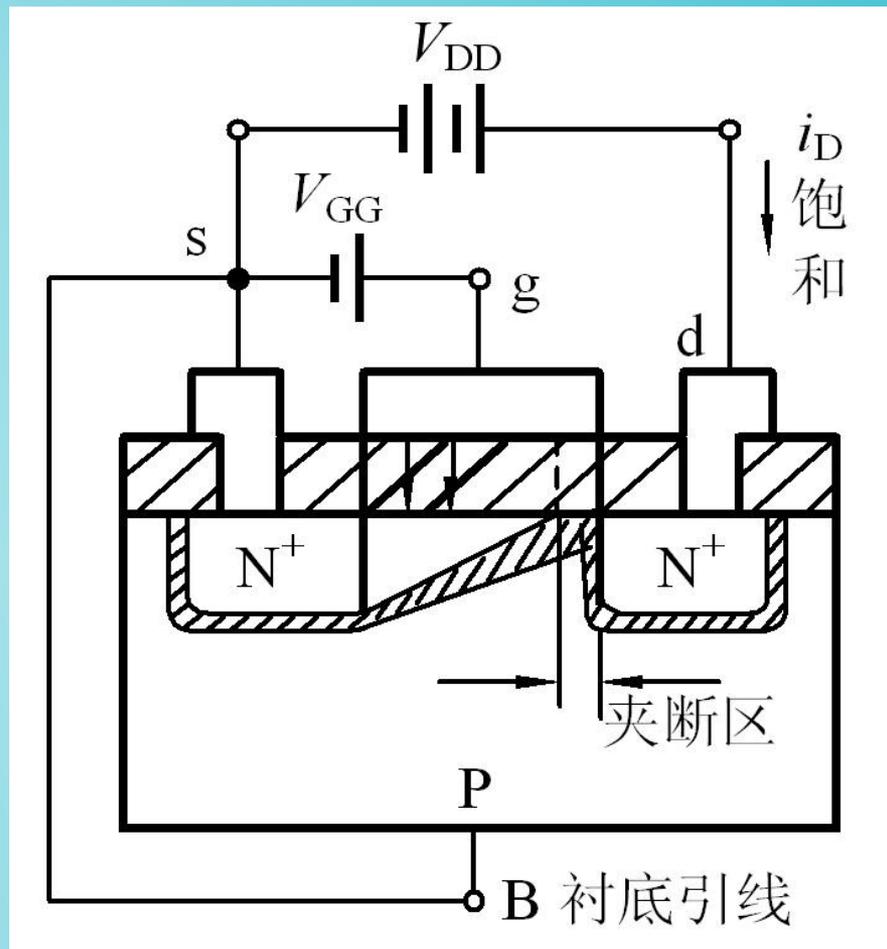
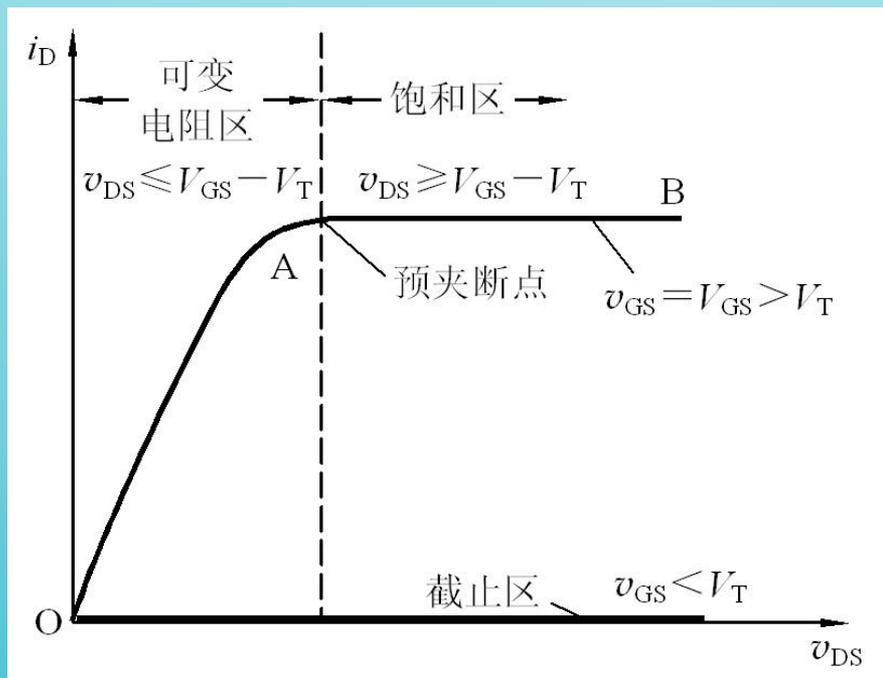
在预夹断处:  $v_{GD} = v_{GS} - v_{DS} = V_T$



## 2. 工作原理

### (2) $v_{DS}$ 对沟道的控制作用

预夹断后,  $v_{DS} \uparrow \rightarrow$  夹断区延长  
 $\rightarrow$  沟道电阻  $\uparrow \rightarrow i_D$  基本不变

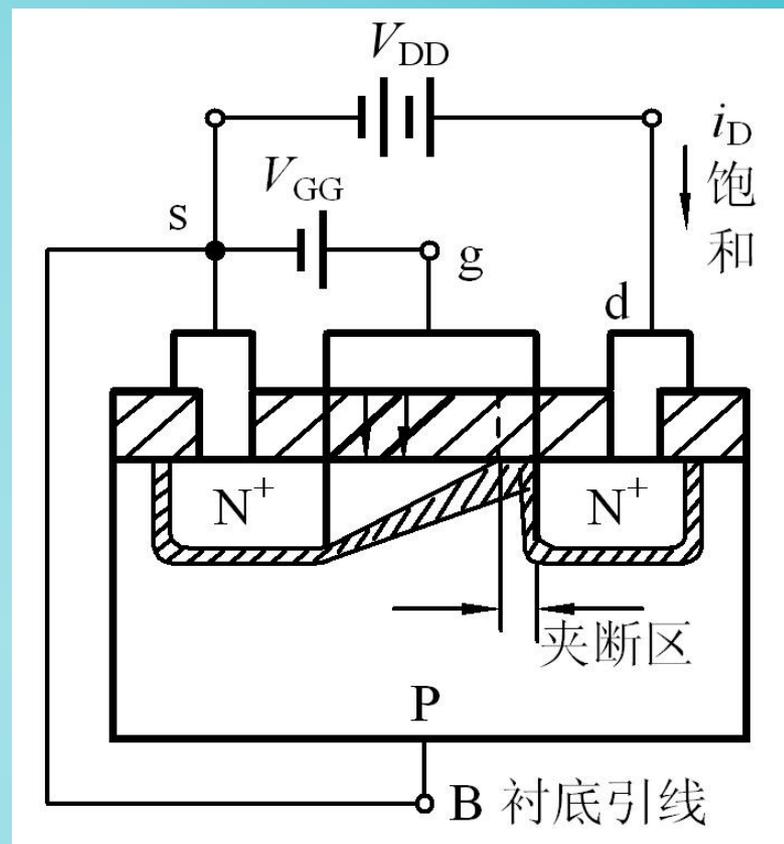
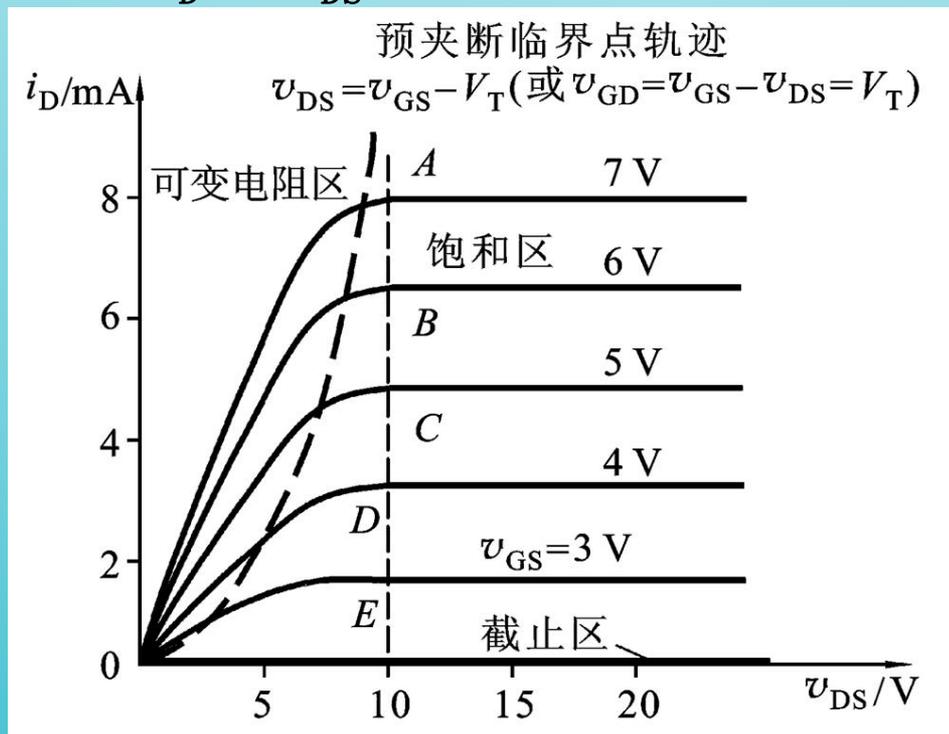


## 2. 工作原理

### (3) $v_{DS}$ 和 $v_{GS}$ 同时作用时

$v_{DS}$ 一定,  $v_{GS}$ 变化时

给定一个 $v_{GS}$ , 就有一条不同的  $i_D - v_{DS}$  曲线。



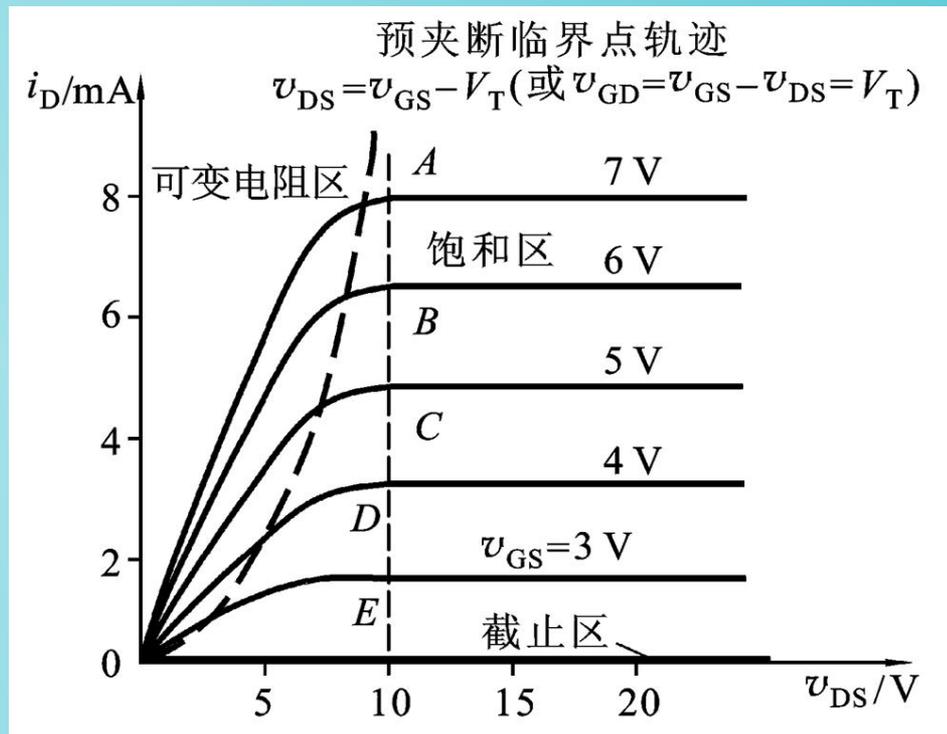
### 3. $V$ - $I$ 特性曲线及大信号特性方程

#### (1) 输出特性及大信号特性方程

$$i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS} = \text{const.}}$$

##### ① 截止区

当  $v_{GS} < V_T$  时，导电沟道尚未形成， $i_D = 0$ ，为截止工作状态。



### 3. $V$ - $I$ 特性曲线及大信号特性方程

#### (1) 输出特性及大信号特性方程

$$i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS} = \text{const.}}$$

#### ② 可变电阻区

$$v_{DS} \leq (v_{GS} - V_T)$$

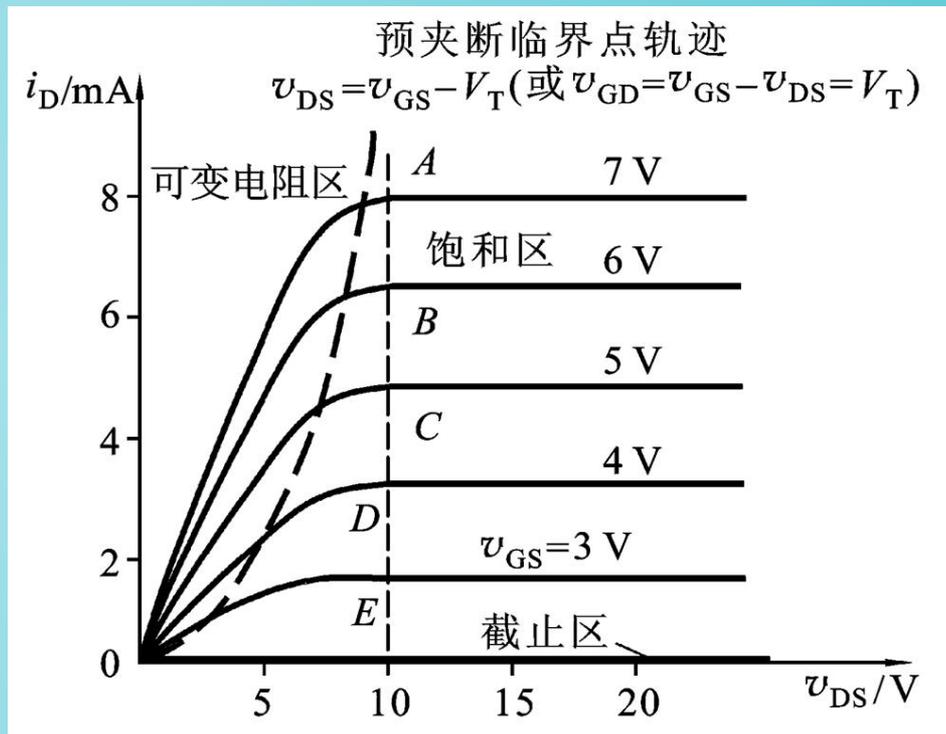
$$i_D = K_n [2(v_{GS} - V_T) v_{DS} - v_{DS}^2]$$

由于  $v_{DS}$  较小, 可近似为

$$i_D \approx 2K_n (v_{GS} - V_T) v_{DS}$$

$$r_{dso} = \frac{d v_{DS}}{d i_D} \Big|_{v_{GS} = \text{常数}} = \frac{1}{2K_n (v_{GS} - V_T)}$$

$r_{dso}$  是一个受  $v_{GS}$  控制的可变电阻



### 3. $V$ - $I$ 特性曲线及大信号特性方程

#### (1) 输出特性及大信号特性方程

##### ② 可变电阻区

$$i_D \approx 2K_n (V_{GS} - V_T) V_{DS}$$

$$r_{ds0} = \frac{1}{2K_n (V_{GS} - V_T)}$$

其中

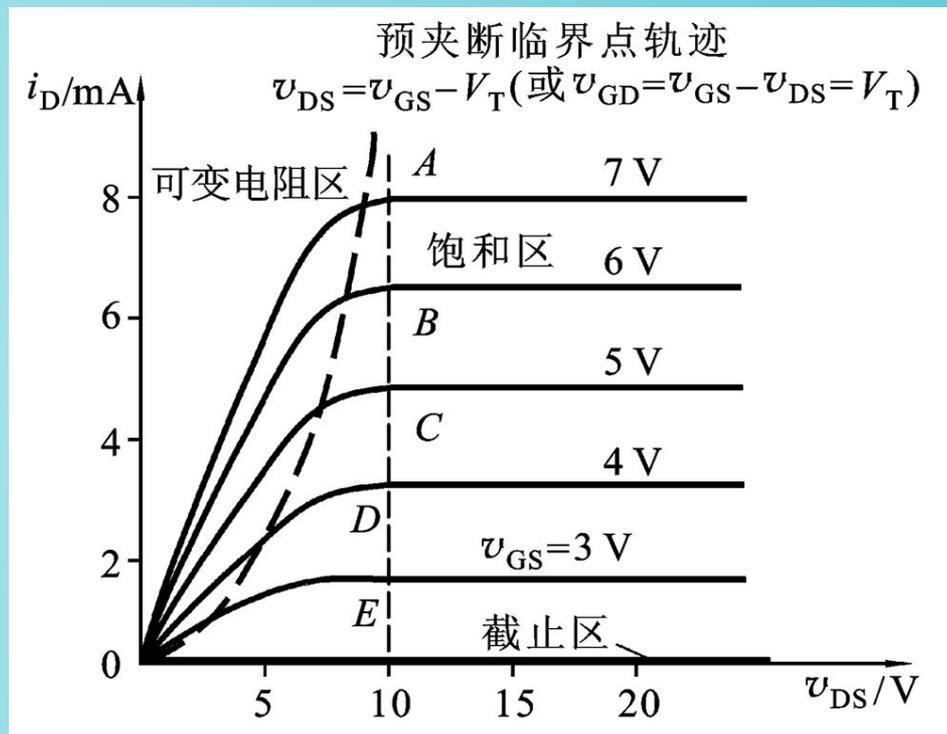
$$K_n = \frac{K'_n}{2} \cdot \frac{W}{L} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)$$

$\mu_n$ : 反型层中电子迁移率

$C_{ox}$ : 栅极 (与衬底间) 氧化层单位面积电容

$K'_n = \mu_n C_{ox}$  本征电导因子

$K_n$  为电导常数, 单位:  $\text{mA}/\text{V}^2$



### 3. $V$ - $I$ 特性曲线及大信号特性方程

#### (1) 输出特性及大信号特性方程

#### ③ 饱和区

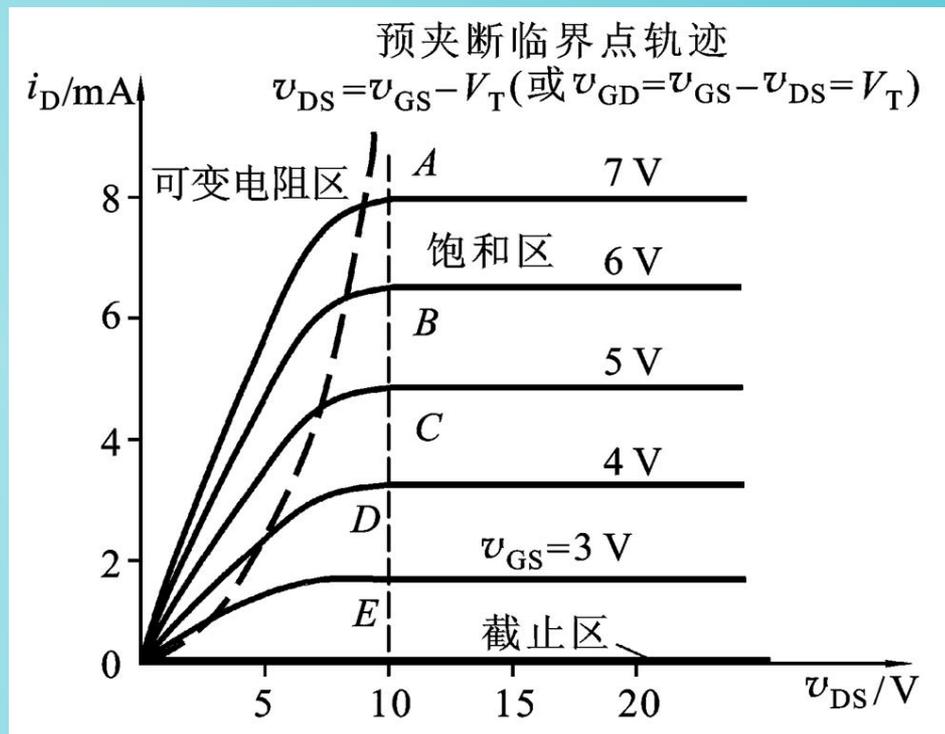
(恒流区又称放大区)

$v_{GS} > V_T$ ，且  $v_{DS} \geq (v_{GS} - V_T)$

$V$ - $I$  特性:

$$\begin{aligned} i_D &= K_n (v_{GS} - V_T)^2 \\ &= K_n V_T^2 \left( \frac{v_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2 \\ &= I_{D0} \left( \frac{v_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2 \end{aligned}$$

$I_{D0} = K_n V_T^2$  是  $v_{GS} = 2V_T$  时的  $i_D$

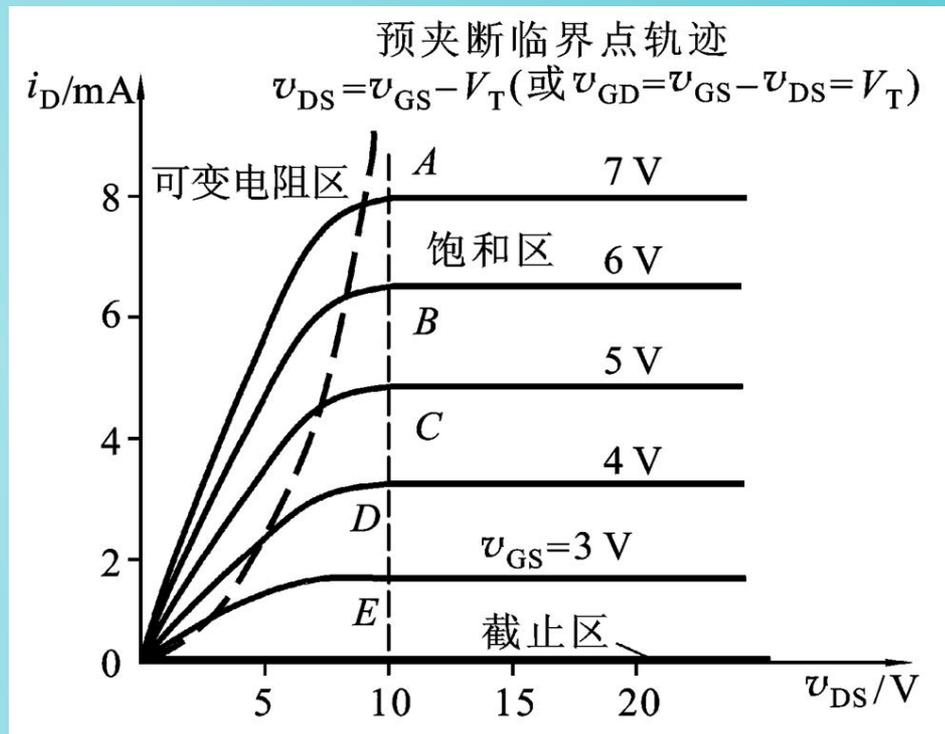
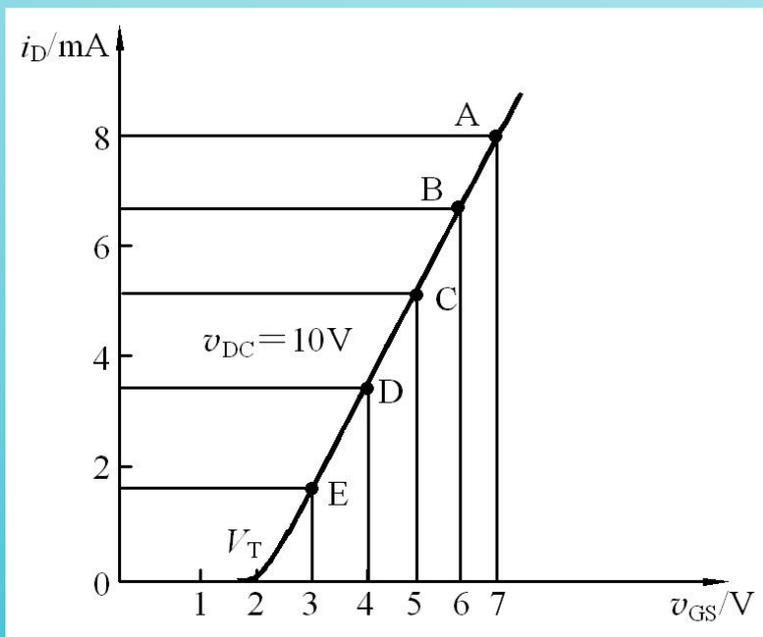


### 3. $V$ - $I$ 特性曲线及大信号特性方程

#### (2) 转移特性

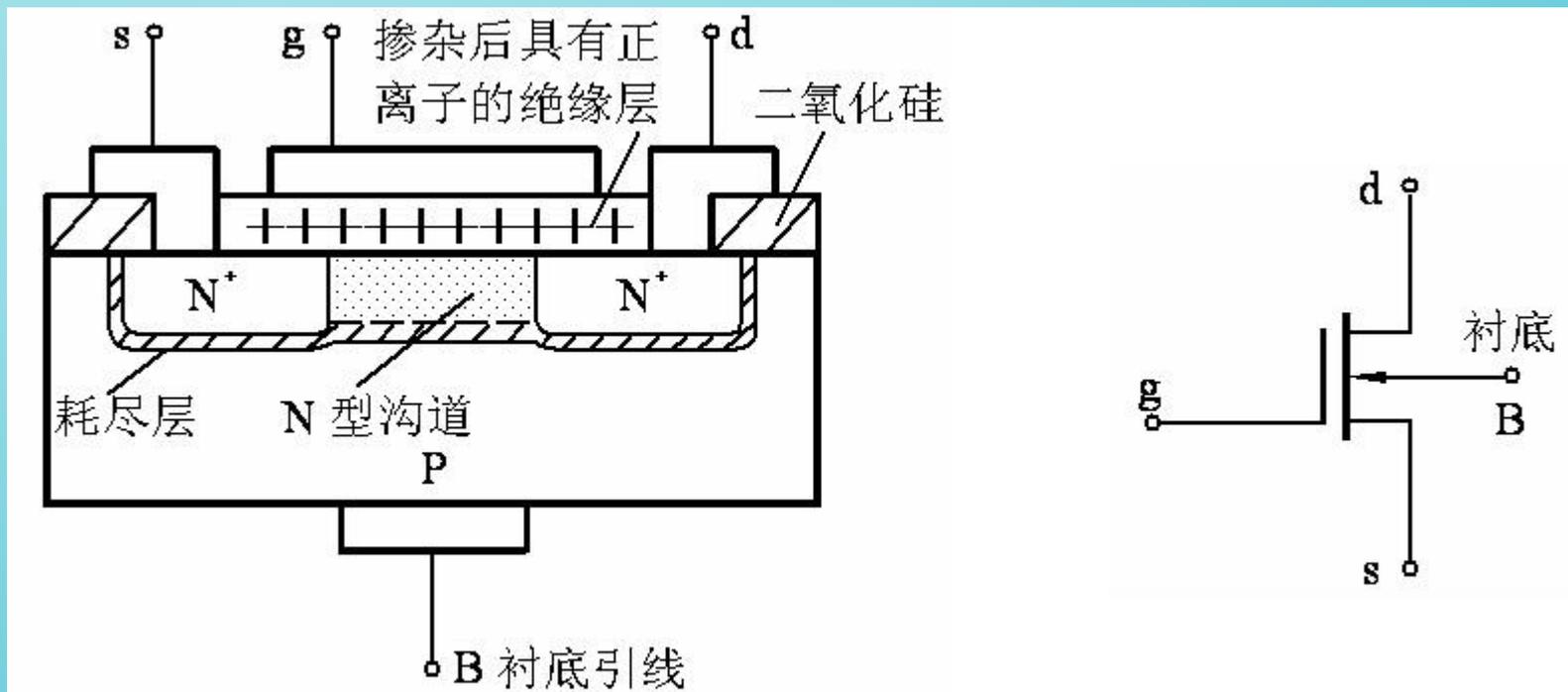
$$i_D = f(v_{GS}) \Big|_{v_{DS}=\text{const.}}$$

$$i_D = I_{DO} \left( \frac{v_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2$$



## 5.1.2 N沟道耗尽型MOSFET

### 1. 结构和工作原理简述 (N沟道)

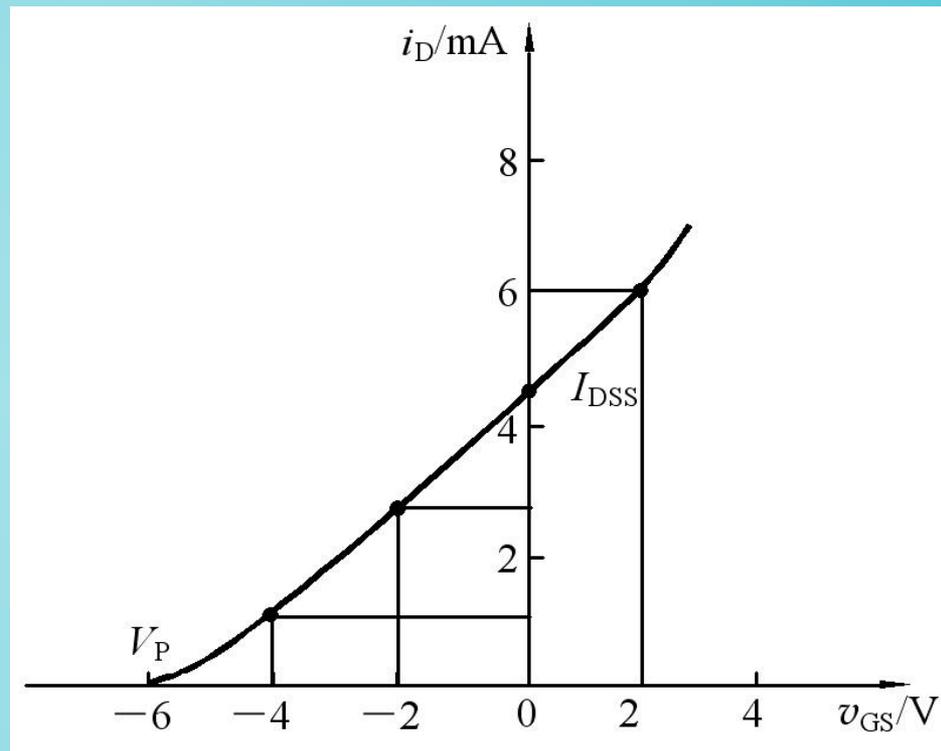
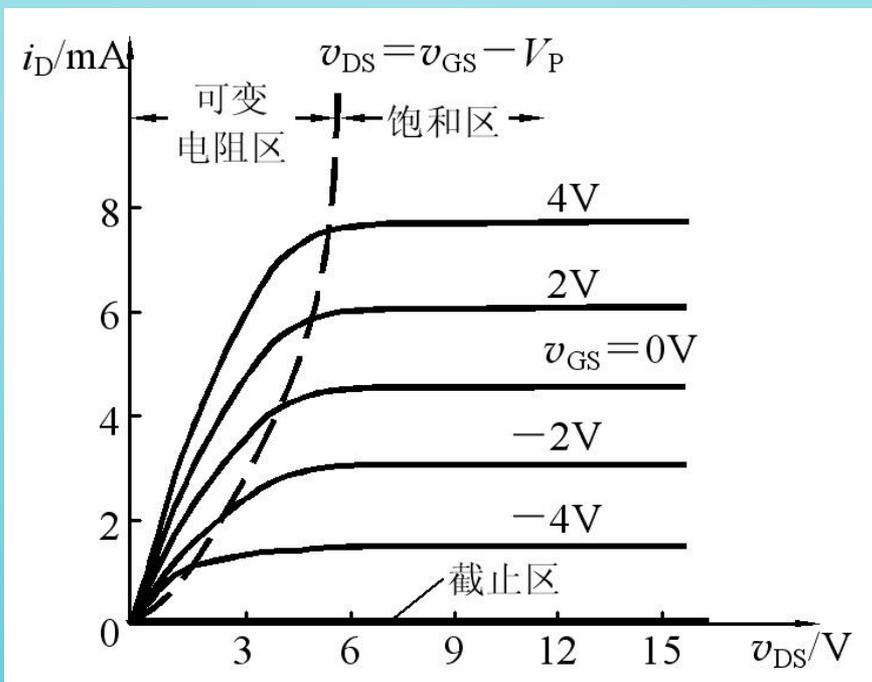


二氧化硅绝缘层中掺有大量的正离子

可以在正或负的栅源电压下工作，而且基本上无栅流

# 5.1.2 N沟道耗尽型MOSFET

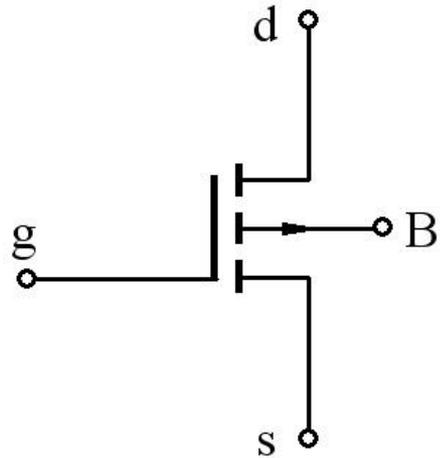
## 2. $V$ - $I$ 特性曲线及大信号特性方程



$$i_D \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

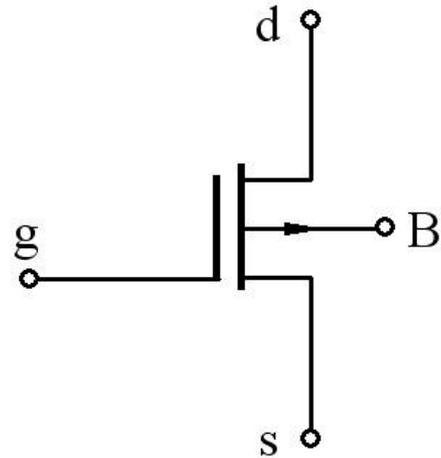
$$i_D = I_{DO} \left(\frac{V_{GS}}{V_T} - 1\right)^2 \quad (\text{N沟道增强型})$$

## 5.1.3 P沟道MOSFET



(a)

(a) 增强型电路符号



(b)

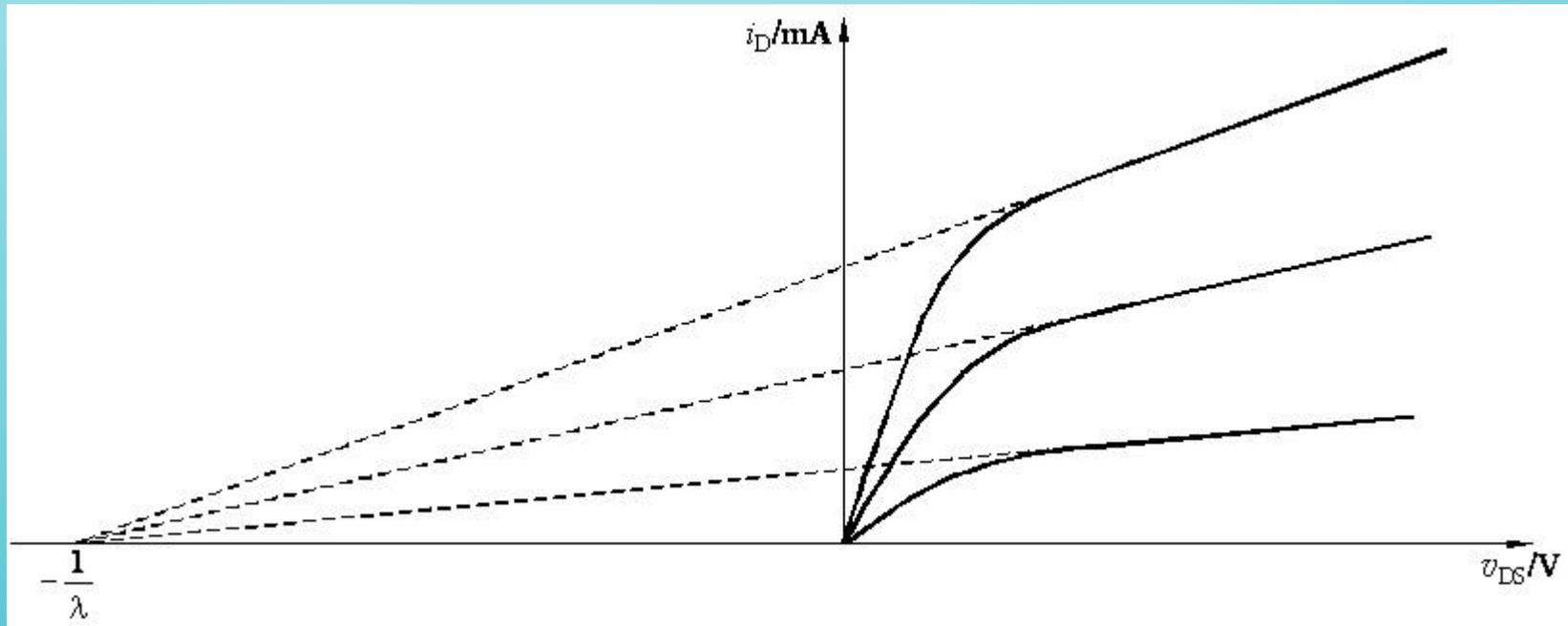
(b) 耗尽型电路符号

## 5.1.4 沟道长度调制效应

实际上饱和区的曲线并不是平坦的

$$\text{修正后 } i_D = K_n (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) = I_{DO} \left( \frac{V_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$\lambda \approx \frac{0.1}{L} \text{ V}^{-1} \quad L \text{ 的单位为 } \mu\text{m}$$



当不考虑沟道调制效应时， $\lambda=0$ ，曲线是平坦的。

## 5.1.5 MOSFET的主要参数

### 一、直流参数

1. 开启电压  $V_T$  （增强型参数）
2. 夹断电压  $V_P$  （耗尽型参数）
3. 饱和漏电流  $I_{DSS}$  （耗尽型参数）
4. 直流输入电阻  $R_{GS}$  （ $10^9 \Omega \sim 10^{15} \Omega$ ）

### 二、交流参数

1. 输出电阻  $r_{ds}$

$$r_{ds} = \left. \frac{\partial V_{DS}}{\partial i_D} \right|_{V_{GS}} \quad \text{NMOS增强型} \quad r_{ds} = [\lambda K_n (V_{GS} - V_T)^2]^{-1} = \frac{1}{\lambda i_D}$$

当不考虑沟道调制效应时， $\lambda=0$ ， $r_{ds} \rightarrow \infty$

## 5.1.5 MOSFET的主要参数

### 二、交流参数

2. 低频互导  $g_m$        $g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$

考虑到  $i_D = K_n (V_{GS} - V_T)^2 \rightarrow (V_{GS} - V_T) = \sqrt{\frac{i_D}{K_n}}$

则  $g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} = \left. \frac{\partial [K_n (V_{GS} - V_T)^2]}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$

$$= 2K_n (V_{GS} - V_T) = 2\sqrt{K_n i_D}$$

其中  $K_n = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L}$

## 5.1.5 MOSFET的主要参数

### 三、极限参数

1. 最大漏极电流  $I_{DM}$
2. 最大耗散功率  $P_{DM}$
3. 最大漏源电压  $V_{(BR) DS}$
4. 最大栅源电压  $V_{(BR) GS}$



# 5.2 MOSFET放大电路

---

## 5.2.1 MOSFET放大电路

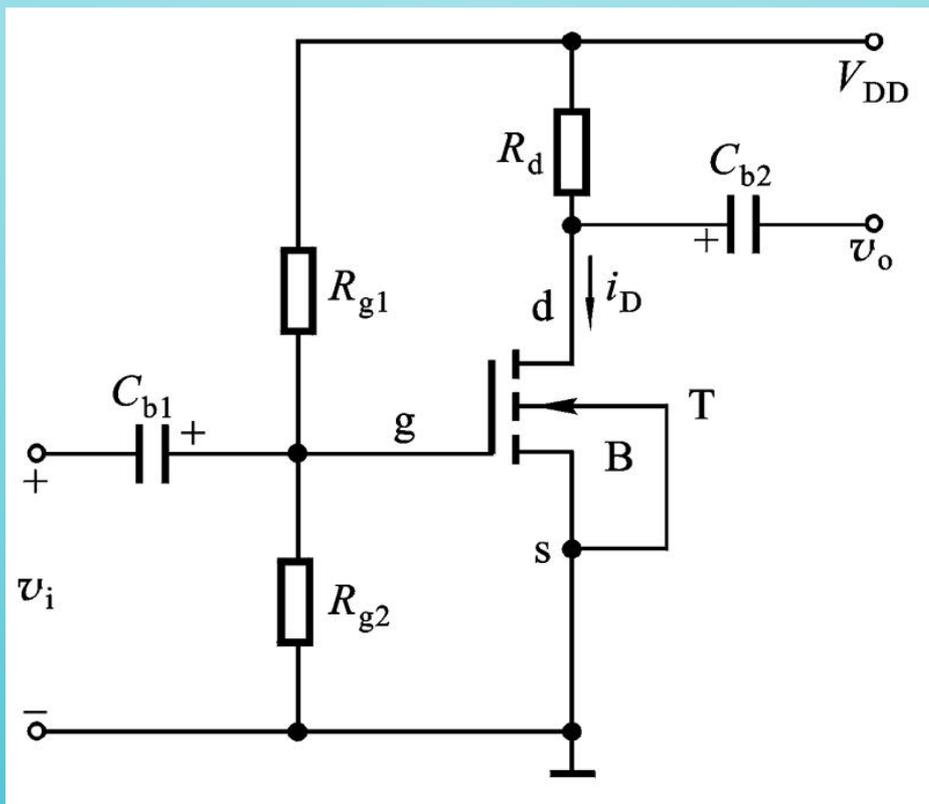
1. 直流偏置及静态工作点的计算
2. 图解分析
3. 小信号模型分析

## \*5.2.2 带PMOS负载的NMOS放大电路

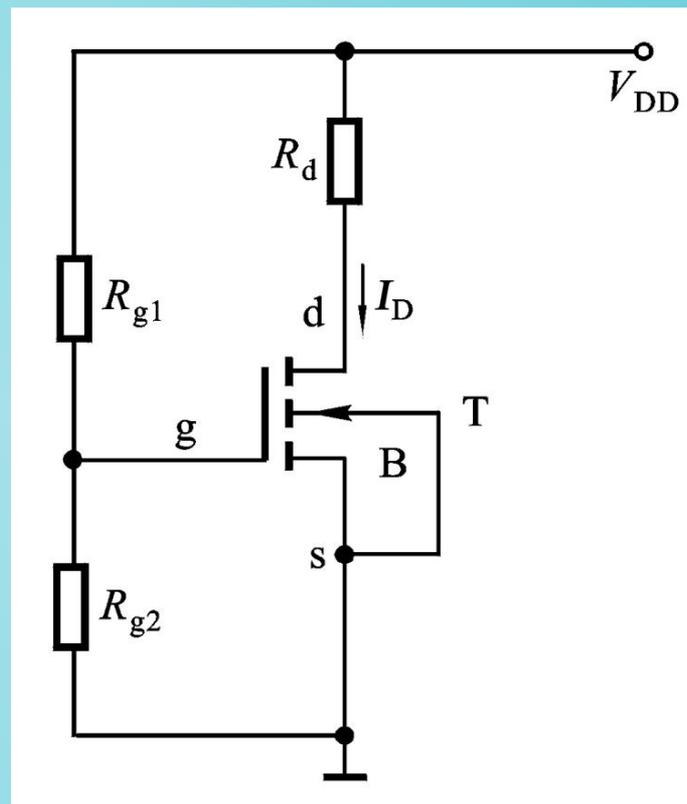
# 5.2.1 MOSFET放大电路

## 1. 直流偏置及静态工作点的计算

### (1) 简单的共源极放大电路 (N沟道)



共源极放大电路



直流通路

## 5.2.1 MOSFET放大电路

### 1. 直流偏置及静态工作点的计算

#### (1) 简单的共源极放大电路 (N沟道)

$$V_{GS} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD}$$

须满足  $V_{GS} > V_T$ ，否则工作在截止区

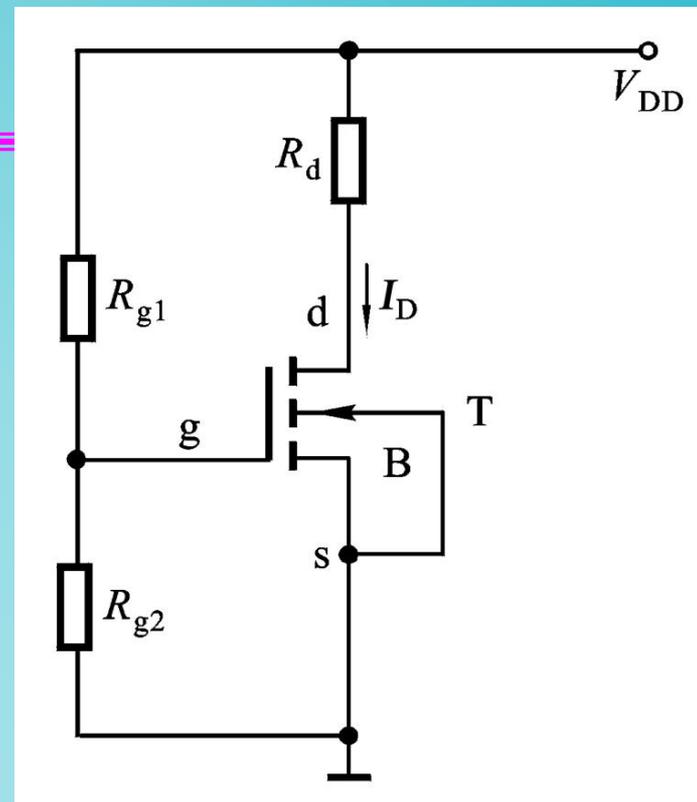
假设工作在饱和区，即  $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$

$$I_D = K_n (V_{GS} - V_T)^2$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_d$$

验证是否满足  $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$

如果不满足，则说明假设错误



再假设工作在可变电阻区

$$\text{即 } V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$$

$$\begin{cases} I_D = 2K_n (V_{GS} - V_T) V_{DS} \\ V_{DS} = V_{DD} - I_D R_d \end{cases}$$

★例：设 $R_{g1}=60\text{k}\Omega$ ， $R_{g2}=40\text{k}\Omega$ ， $R_d=15\text{k}\Omega$ ，

$$V_{DD}=5\text{V}, \quad V_T=1\text{V}, \quad K_n=0.2\text{mA/V}^2$$

试计算电路的静态漏极电流 $I_{DQ}$ 和漏源电压 $V_{DSQ}$ 。

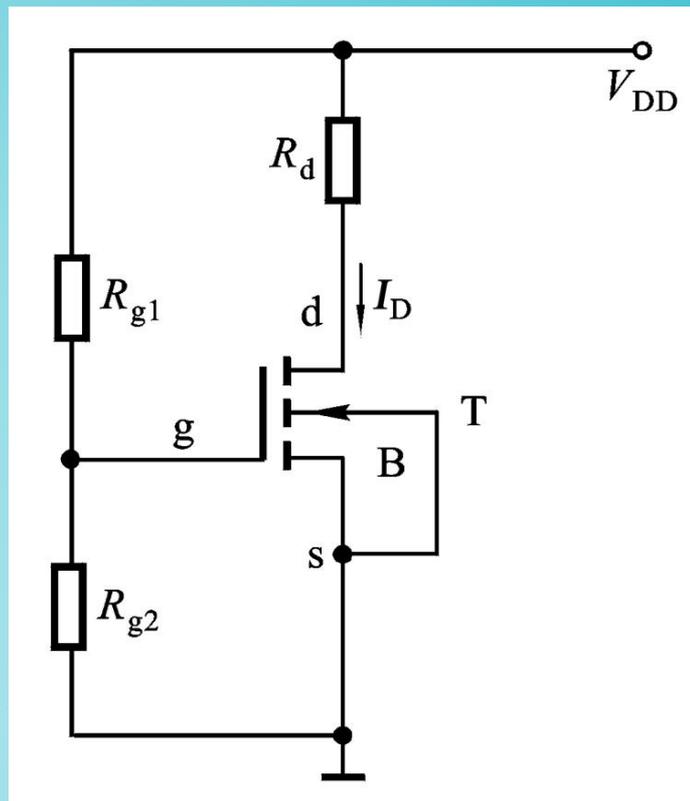
解： 
$$V_{GSQ} = \left( \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} \right) V_{DD} = \frac{40}{60 + 40} \times 5\text{V} = 2\text{V}$$

假设工作在饱和区

$$I_{DQ} = K_n (V_{GS} - V_T)^2 = (0.2) \times (2 - 1)^2 \text{mA} = 0.2\text{mA}$$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_D R_d = (5 - 0.2 \times 15)\text{V} = 2\text{V}$$

满足  $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$  假设成立，结果即为所求。



# 5.2.1 MOSFET放大电路

## 1. 直流偏置及静态工作点的计算

### (2) 带源极电阻的NMOS共源极放大电路

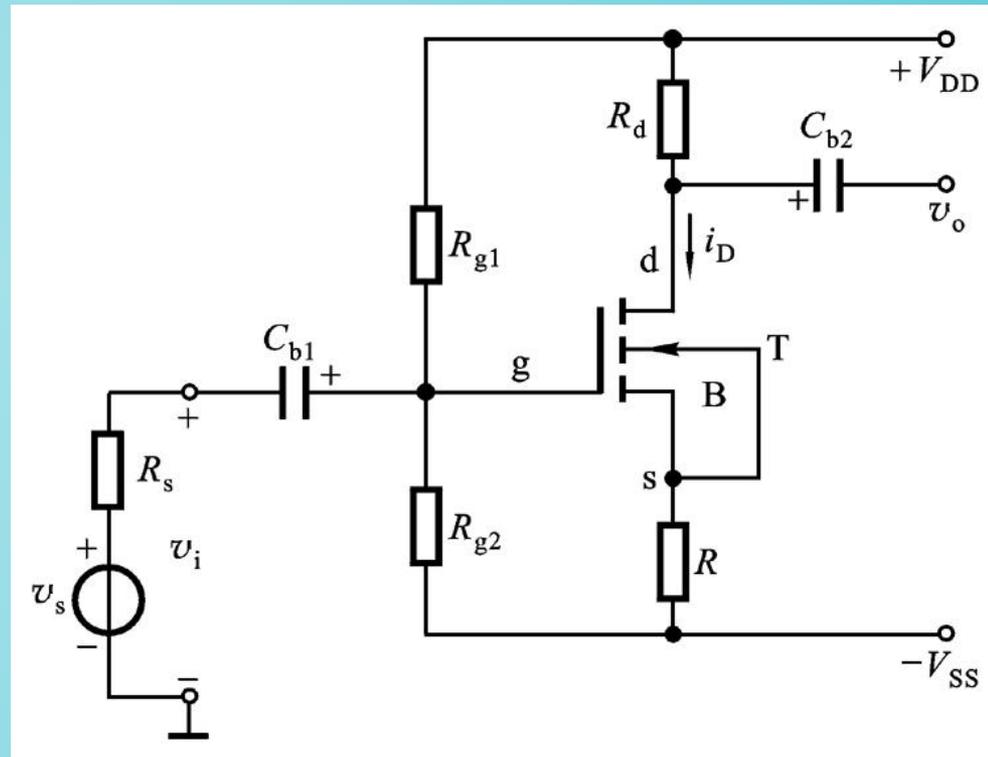
$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_G - V_S \\ &= \left[ \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} (V_{DD} + V_{SS}) - V_{SS} \right] \\ &\quad - (I_D R - V_{SS}) \end{aligned}$$

饱和区

$$I_D = K_n (V_{GS} - V_T)^2$$

$$V_{DS} = (V_{DD} + V_{SS}) - I_D (R_d + R)$$

需要验证是否满足  $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$



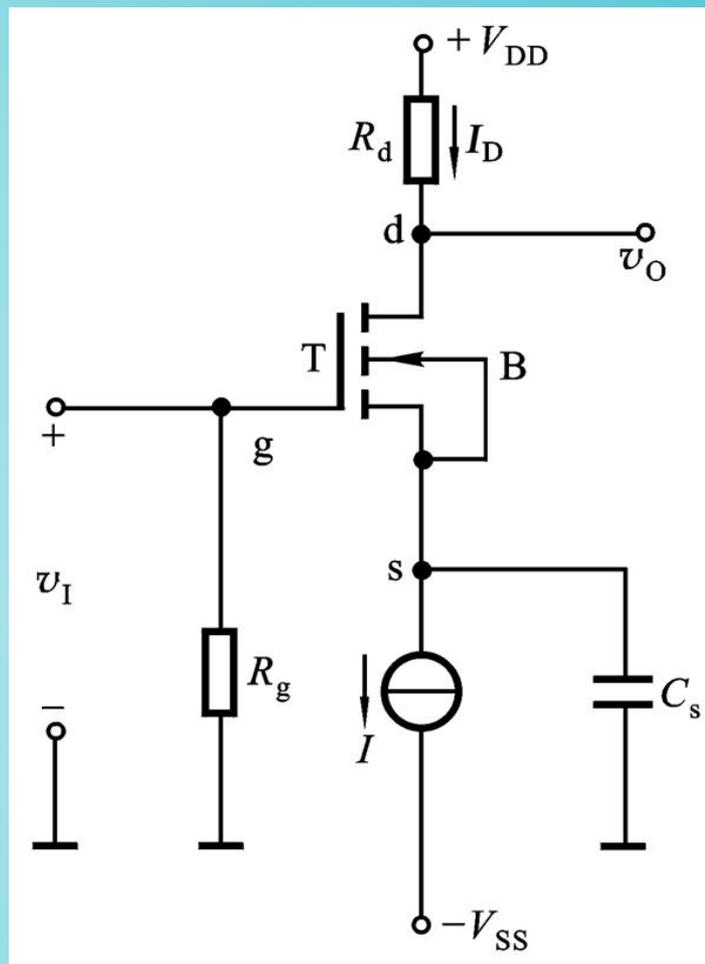
## 5.2.1 MOSFET放大电路

### 1. 直流偏置及静态工作点的计算

静态时,  $v_I = 0$ ,  $V_G = 0$ ,  $I_D = I$

$$I_D = K_n (V_{GS} - V_T)^2 \quad (\text{饱和区})$$

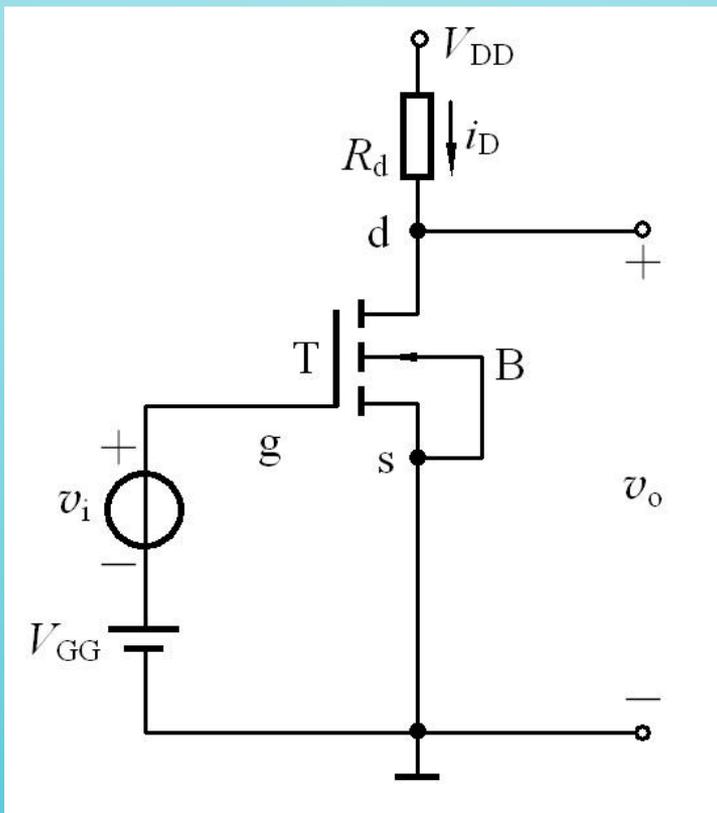
$$V_S = V_G - V_{GS}$$



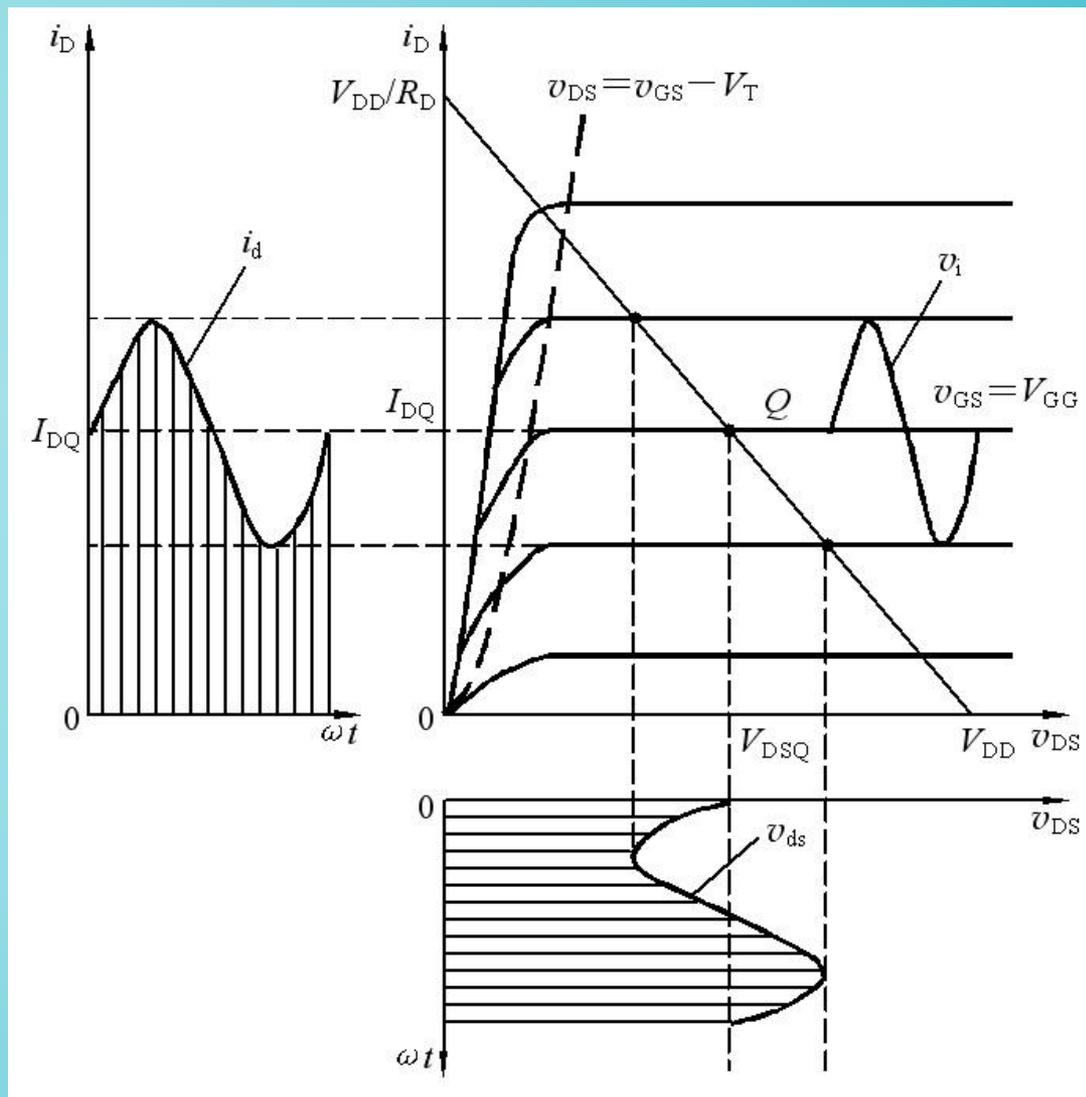
电流源偏置

# 5.2.1 MOSFET放大电路

## 2. 图解分析



由于负载开路，交流负载线与直流负载线相同



## 5.2.1 MOSFET放大电路

### 3. 小信号模型分析

#### (1) 模型

$$\begin{aligned}i_{\text{D}} &= K_{\text{n}}(V_{\text{GS}} - V_{\text{T}})^2 = K_{\text{n}}(V_{\text{GSQ}} + v_{\text{gs}} - V_{\text{T}})^2 = K_{\text{n}}[(V_{\text{GSQ}} - V_{\text{T}}) + v_{\text{gs}}]^2 \\ &= K_{\text{n}}(V_{\text{GSQ}} - V_{\text{T}})^2 + 2K_{\text{n}}(V_{\text{GSQ}} - V_{\text{T}})v_{\text{gs}} + K_{\text{n}}v_{\text{gs}}^2 \\ &= I_{\text{DQ}} + g_{\text{m}}v_{\text{gs}} + K_{\text{n}}v_{\text{gs}}^2\end{aligned}$$

静态值  
(直流)

动态值  
(交流)

非线性  
失真项

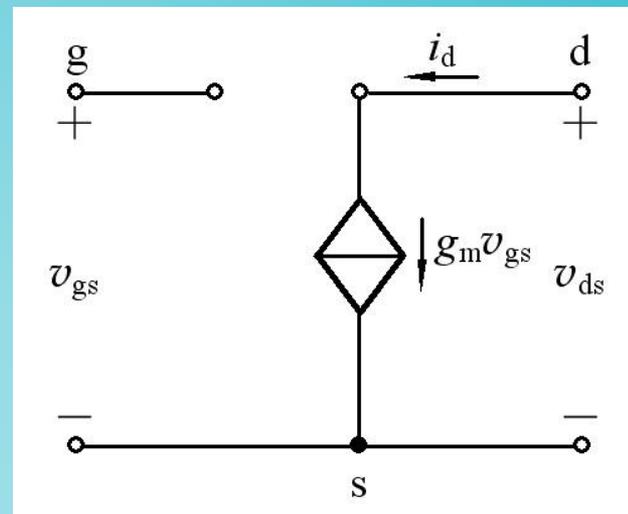
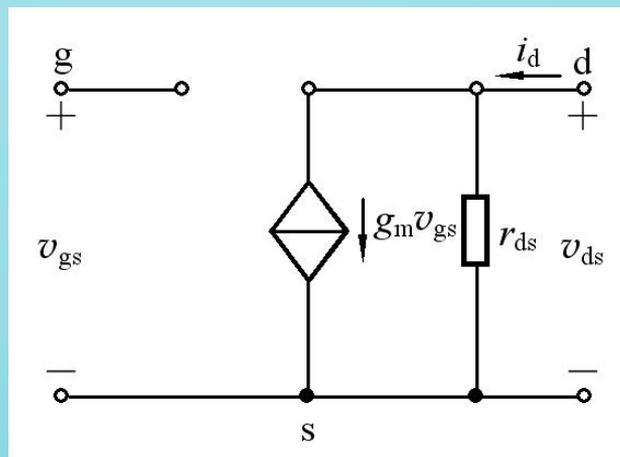
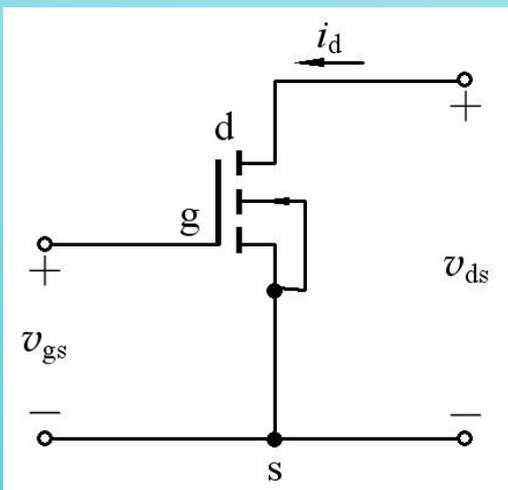
当,  $v_{\text{gs}} \ll 2(V_{\text{GSQ}} - V_{\text{T}})$  时,  $i_{\text{D}} = I_{\text{DQ}} + g_{\text{m}}v_{\text{gs}} = I_{\text{DQ}} + i_{\text{d}}$

# 5.2.1 MOSFET放大电路

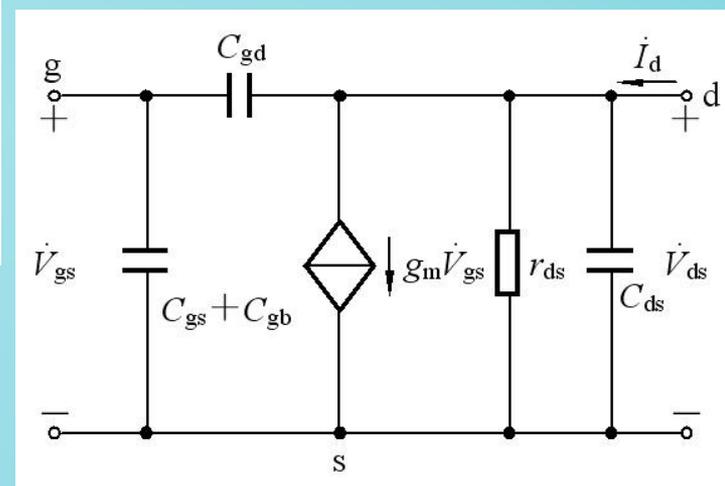
## 3. 小信号模型分析

(1) 模型  $i_d = I_{DQ} + g_m v_{gs} = I_{DQ} + \dot{i}_d$

$\dot{i}_d = g_m v_{gs}$



$\lambda \neq 0$  时



高频小信号模型

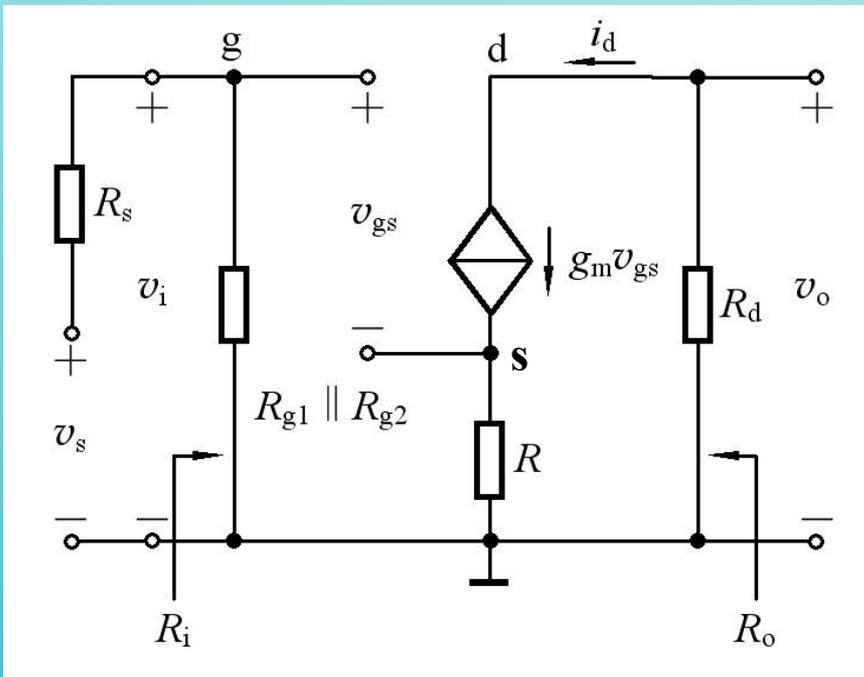
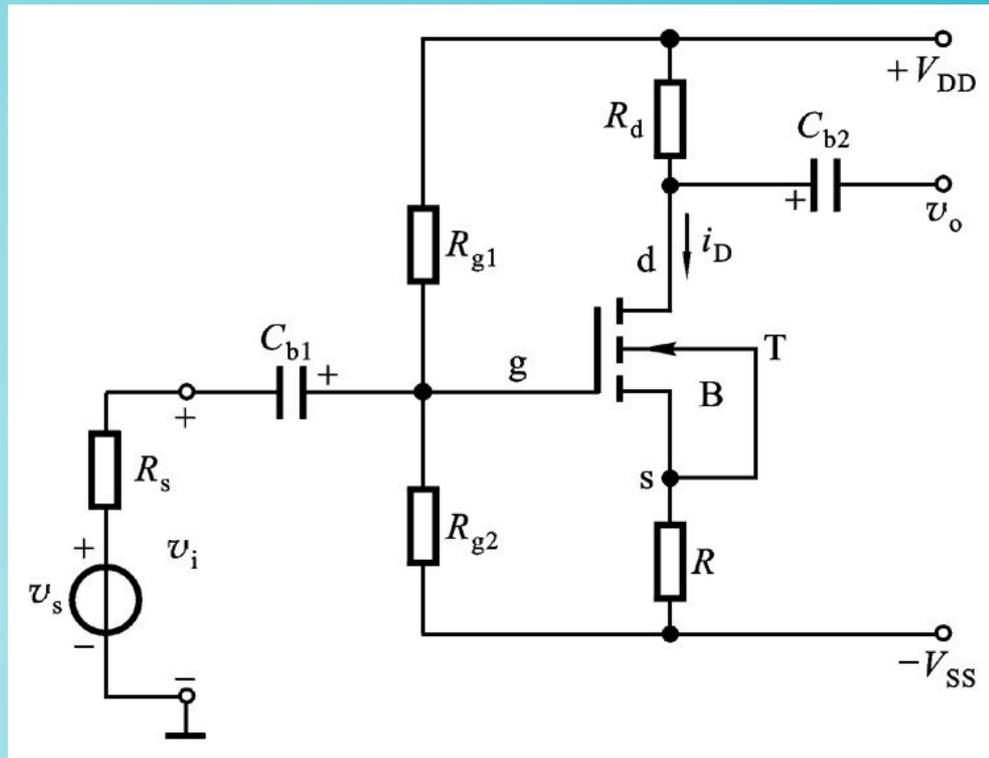
### 3. 小信号模型分析

#### (2) 放大电路分析 (例5.2.5)

解: 例5.2.2的直流分析已

求得:  $I_{DQ} = 0.5\text{mA}$   $V_{GSQ} = 2\text{V}$

$V_{DSQ} = 4.75\text{V}$



$$\begin{aligned}g_m &= 2K_n(V_{GSQ} - V_T) \\ &= 2 \times 0.5 \times (2 - 1)\text{mS} \\ &= 1\text{mS}\end{aligned}$$

### 3. 小信号模型分析

#### (2) 放大电路分析 (例5.2.5)

$$V_o = -g_m V_{gs} R_d$$

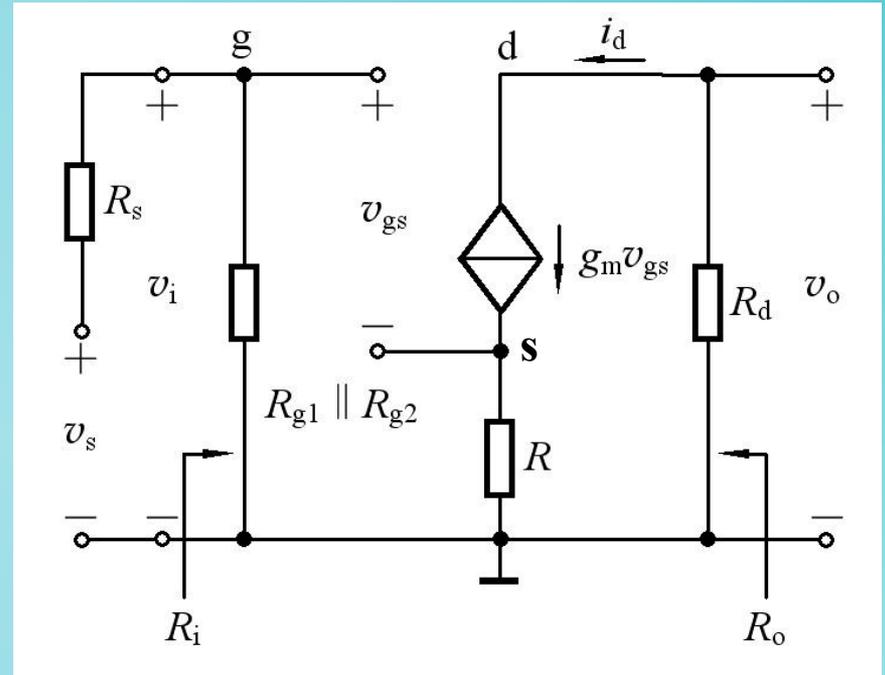
$$V_i = V_{gs} + (g_m V_{gs}) R = V_{gs} (1 + g_m R)$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m R_d}{1 + g_m R}$$

$$R_i = R_{g1} \parallel R_{g2}$$

$$R_o \approx R_d$$

$$A_{vs} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s} = A_v \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$



### 3. 小信号模型分析

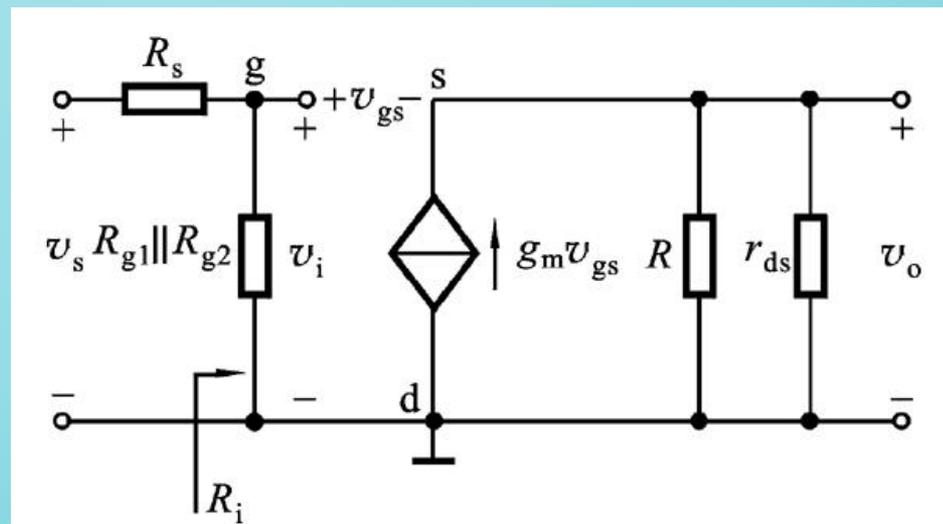
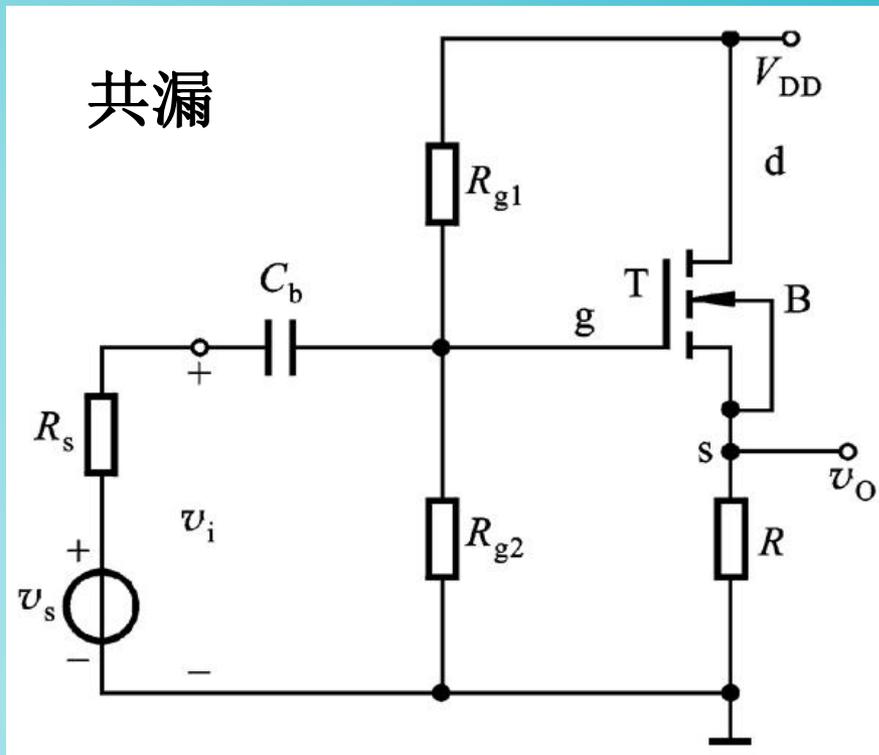
#### (2) 放大电路分析 (例5.2.6)

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(g_m V_{gs})(R \parallel r_{ds})}{V_{gs} + g_m V_{gs} (R \parallel r_{ds})}$$

$$= \frac{g_m (R \parallel r_{ds})}{1 + g_m (R \parallel r_{ds})} \approx 1$$

$$A_{vs} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s}$$

$$= \frac{g_m (R \parallel r_{ds})}{1 + g_m (R \parallel r_{ds})} \cdot \left( \frac{R_i}{R_i + R_s} \right)$$



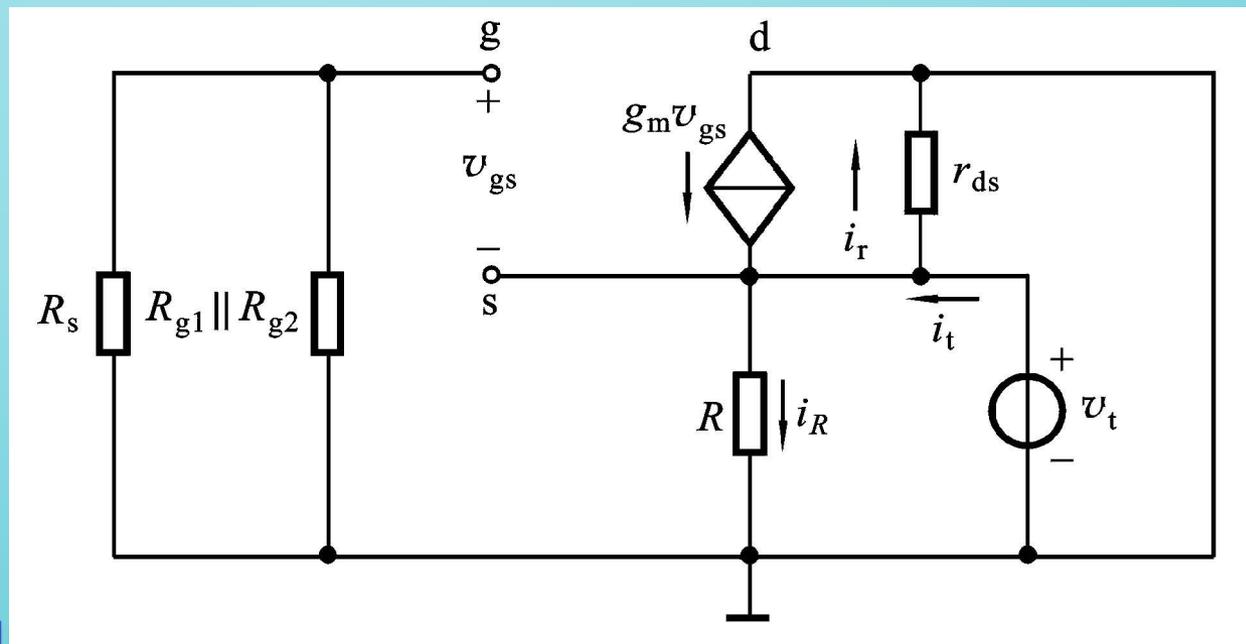
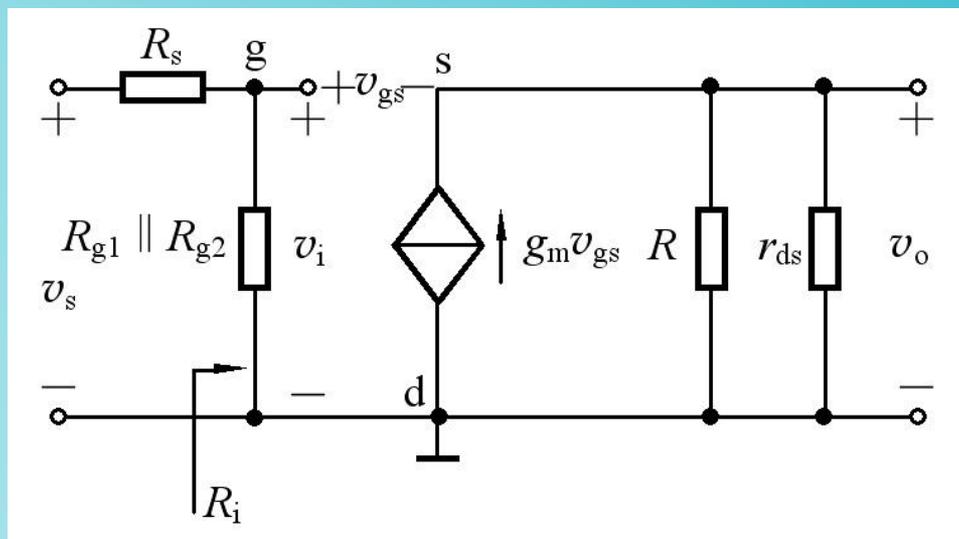
### 3. 小信号模型分析

#### (2) 放大电路分析

$$R_i = R_{g1} \parallel R_{g2}$$

$$R_o = \frac{V_t}{i_t} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{r_{ds}} + g_m}$$

$$= R \parallel r_{ds} \parallel \frac{1}{g_m}$$



## \*5.2.2 带PMOS负载的NMOS放大电路

---

本小节不作教学要求，有兴趣者自学



# 5.3 结型场效应管

---

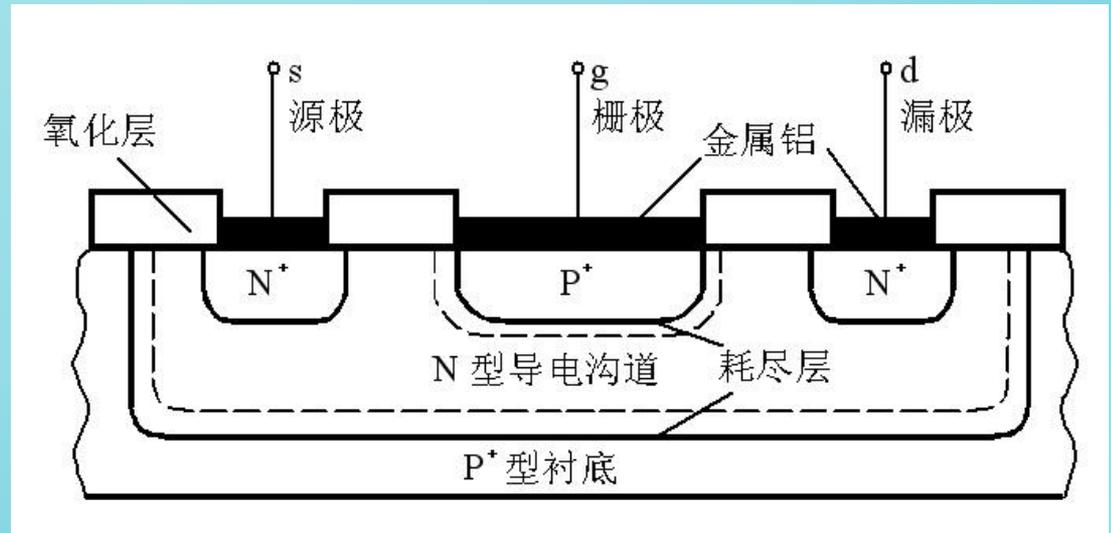
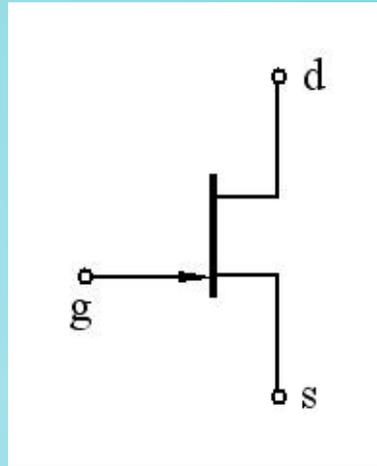
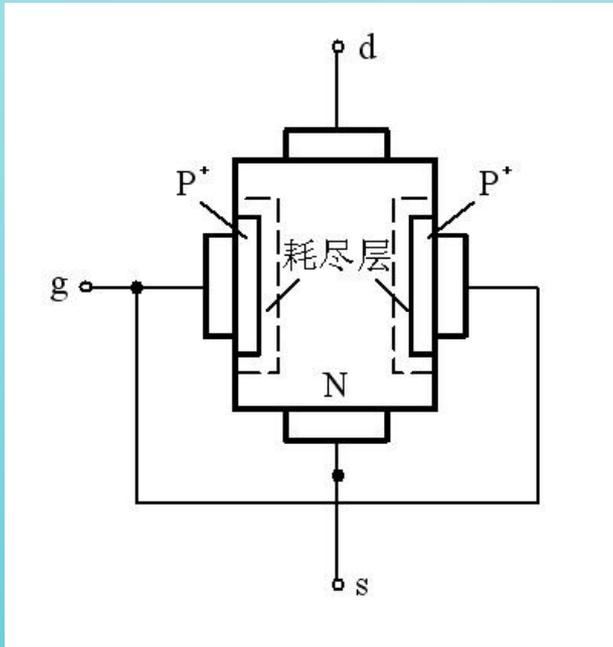
5.3.1 JFET的结构和工作原理

5.3.2 JFET的特性曲线及参数

5.3.3 JFET放大电路的小信号模型分析法

# 5.3.1 JFET的结构和工作原理

## 1. 结构



# 符号中的箭头方向表示什么？

川北医学院生物医学工程

## 2. 工作原理 (以N沟道JFET为例)

### ① $V_{GS}$ 对沟道的控制作用

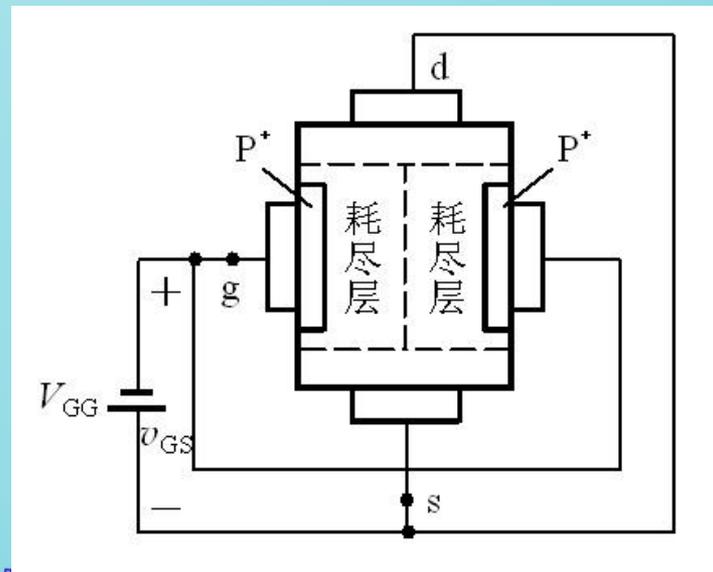
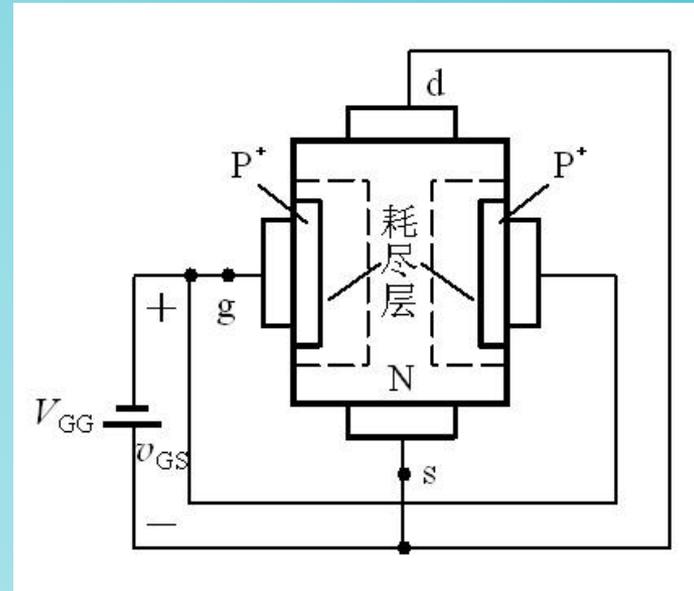
当 $V_{GS} < 0$ 时

PN结反偏  $\rightarrow$  耗尽层加厚  
 $\rightarrow$  沟道变窄。

$V_{GS}$ 继续减小，沟道  
继续变窄。

当沟道夹断时，对应的  
栅源电压 $V_{GS}$ 称为**夹断  
电压 $V_P$  (或 $V_{GS(off)}$ )**。

对于N沟道的JFET,  $V_P < 0$ 。



## 2. 工作原理 (以N沟道JFET为例)

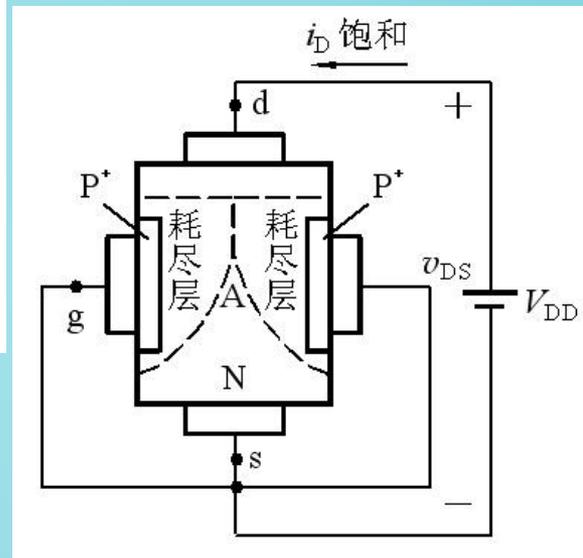
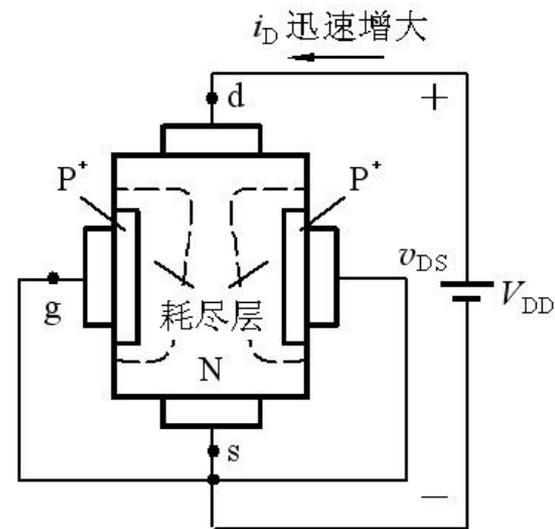
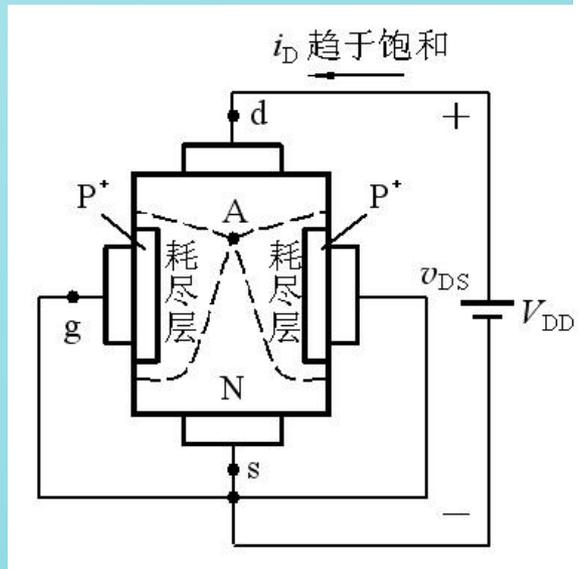
### ② $V_{DS}$ 对沟道的控制作用

当  $V_{GS}=0$  时,  $V_{DS} \uparrow \rightarrow i_D \uparrow$

g、d间PN结的反向电压增加, 使靠近漏极处的耗尽层加宽, 沟道变窄, 从上至下呈楔形分布。

当  $V_{DS}$  增加到使  $V_{GD}=V_P$  时, 在紧靠漏极处出现预夹断。

此时  $V_{DS} \uparrow \rightarrow$  夹断区延长  $\rightarrow$  沟道电阻  $\uparrow$   
 $\rightarrow i_D$  基本不变



## 2. 工作原理 (以N沟道JFET为例)

### ③ $V_{GS}$ 和 $V_{DS}$ 同时作用时

当  $V_P < V_{GS} < 0$  时，导电沟道更容易夹断，  
对于同样的  $V_{DS}$ ， $i_D$  的值比  $V_{GS}=0$  时的值要小。

在预夹断处

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = V_P$$

## 综上所述可知

- 沟道中只有一种类型的多数载流子参与导电，所以场效应管也称为单极型三极管。
- JFET栅极与沟道间的PN结是反向偏置的，因此 $i_G \approx 0$ ，输入电阻很高。
- JFET是电压控制电流器件， $i_D$ 受 $v_{GS}$ 控制。
- 预夹断前 $i_D$ 与 $v_{DS}$ 呈近似线性关系；预夹断后， $i_D$ 趋于饱和。

# 为什么JFET的输入电阻比BJT高得多？

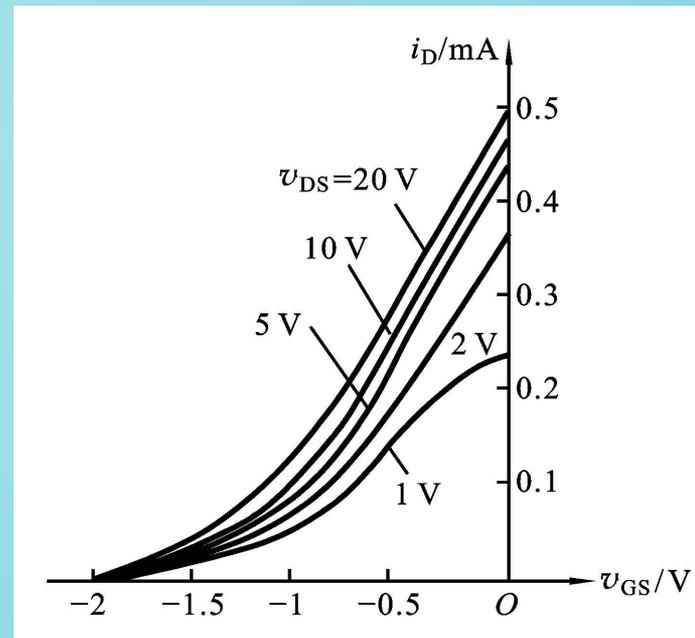
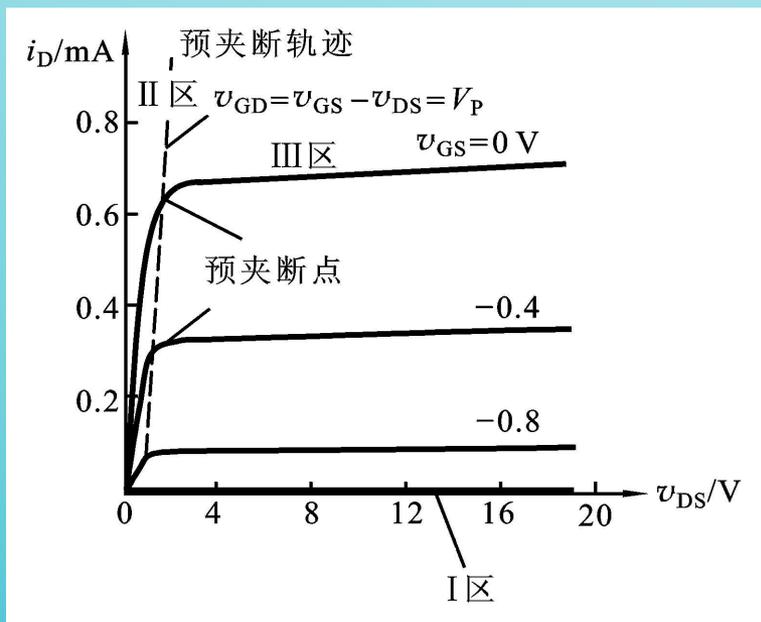
川北医学院生物医学工程

## 5.3.2 JFET的特性曲线及参数

1. 输出特性  $i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS} = \text{const.}}$

2. 转移特性  $i_D = f(v_{GS}) \Big|_{v_{DS} = \text{const.}}$

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (V_P \leq v_{GS} \leq 0)$$



## 5.3.2 JFET的特性曲线及参数

---

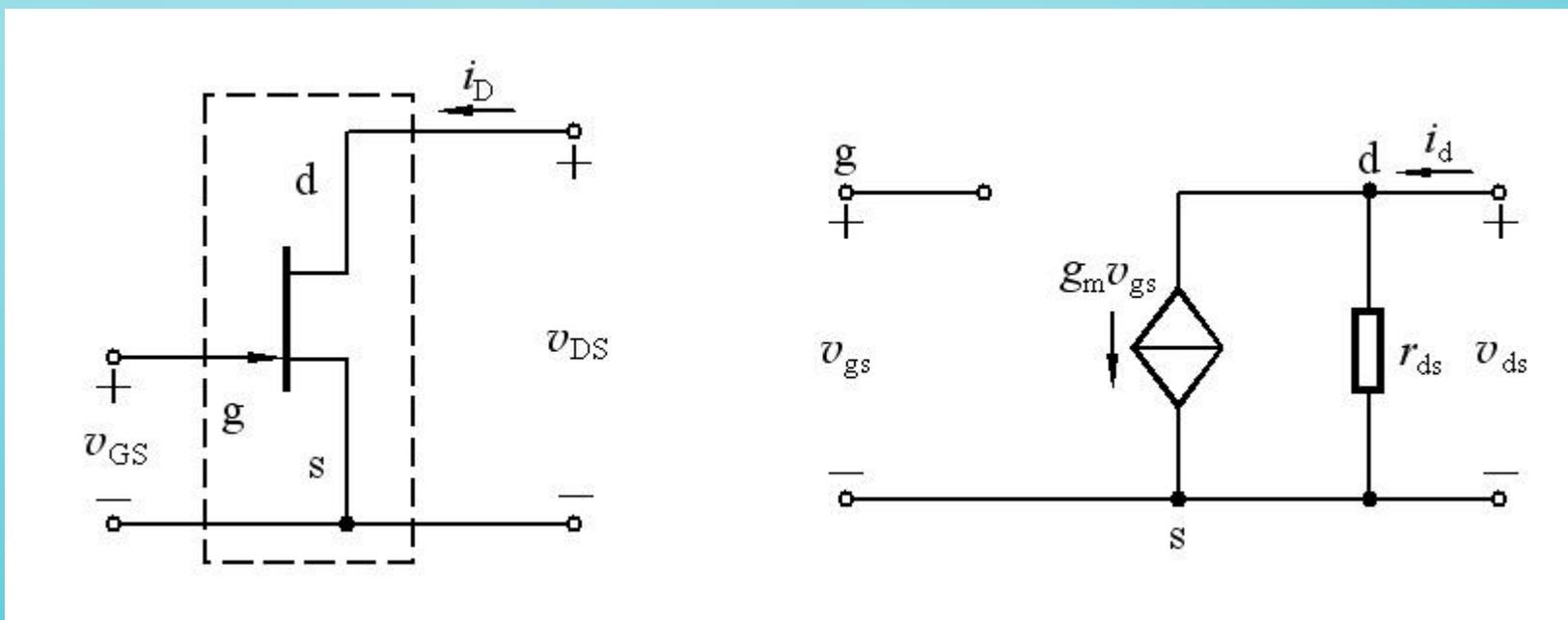
### 3. 主要参数

与MOSFET类似

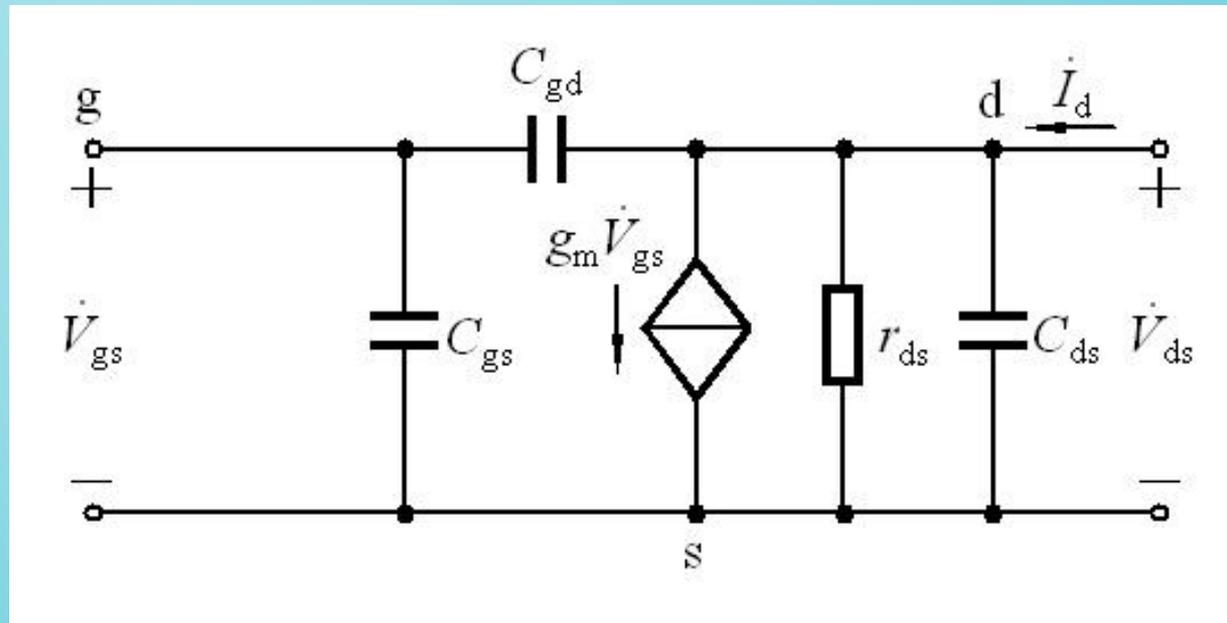
# 5.3.3 JFET放大电路的小信号模型分析法

## 1. JFET小信号模型

### (1) 低频模型

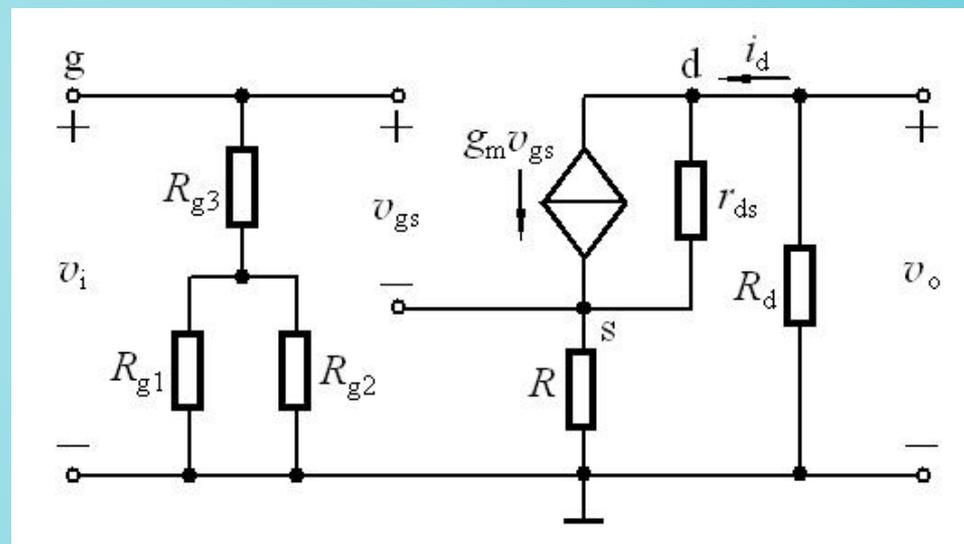
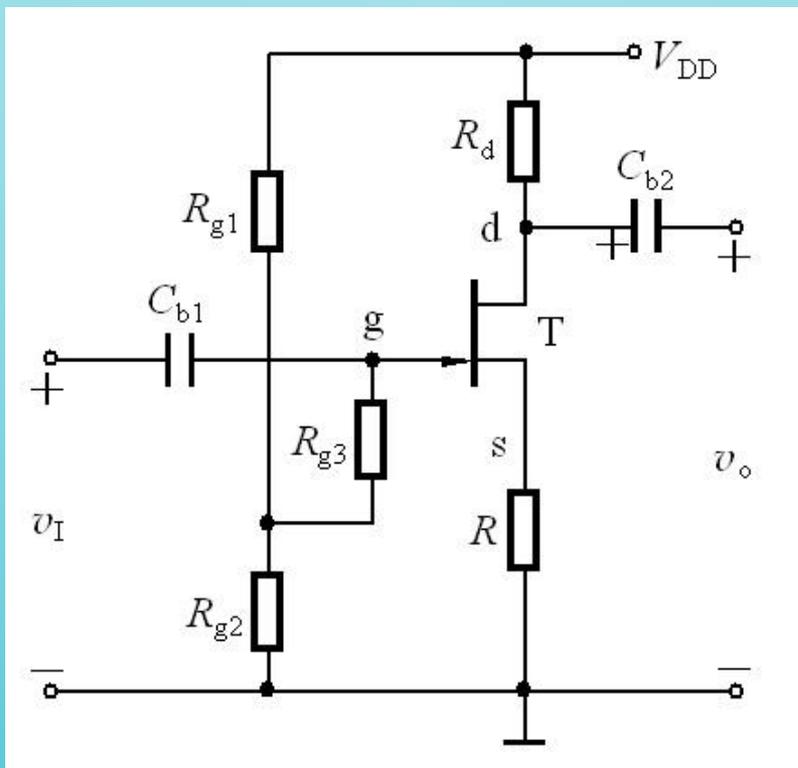


## (2) 高频模型



## 2. 动态指标分析

### (1) 中频小信号模型



## 2. 动态指标分析

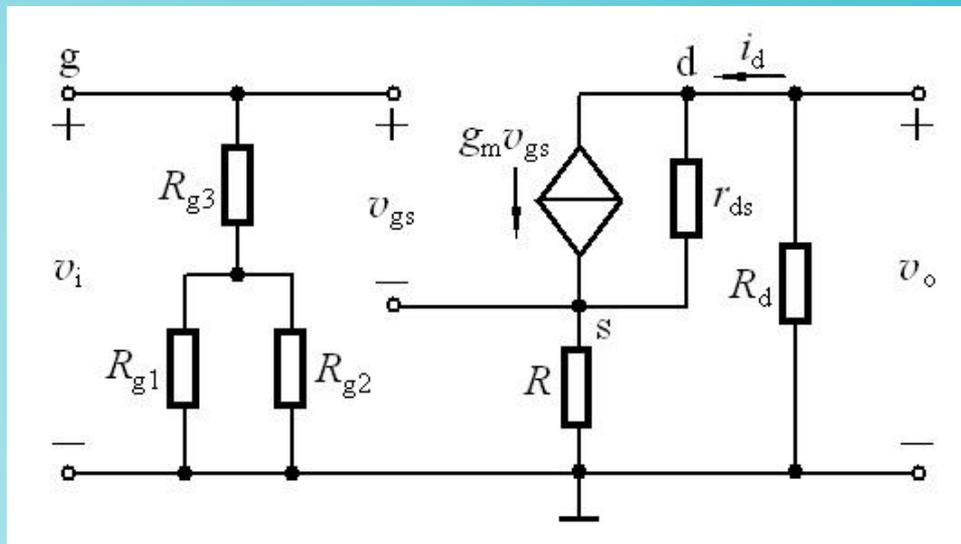
### (2) 中频电压增益

忽略  $r_{ds}$ ，由输入输出回路得

$$V_i = V_{gs} + g_m V_{gs} R = V_{gs} (1 + g_m R)$$

$$V_o = -g_m V_{gs} R_d$$

$$\text{则 } A_{vm} = -\frac{g_m R_d}{1 + g_m R}$$



$$(3) \text{ 输入电阻 } R'_i = \frac{V_i}{i_g} = \frac{V_{gs} + (V_{gs}/r_{gs} + g_m V_{gs})R}{V_{gs}/r_{gs}} = r_{gs} + (1 + r_{gs}g_m)R$$

$$R_i = R'_i \parallel [R_{g3} + (R_{g1} \parallel R_{g2})]$$

$$\text{通常 } r_{gs} + (1 + r_{gs}g_m)R \gg [R_{g3} + (R_{g1} \parallel R_{g2})] \quad \text{则 } R_i \approx R_{g3} + (R_{g1} \parallel R_{g2})$$

### (4) 输出电阻

$$R_o \approx R_d$$



# \*5.4 砷化镓金属-半导体 场效应管

---

不作教学要求，有兴趣者自学

# 5.5 各种放大器件电路性能比较

表 5.5.2 各种放大器件电路性能比较

	反相电压放大器	电压跟随器	电流跟随器	备注
通用组态电路示意图				
组态命名依据的主要特征	$v_o$ 不仅与 $v_i$ 反相, 而且一般 $ A_{VM}  \gg 1$	$v_o \approx v_i,  A_{VM}  \approx 1$	$i_o \approx i_i$ 对于 BJT 有 $i_c \approx i_e$ 对于 FET 有 $i_d \approx i_s$	其他特点 见表 3.6.1 和表 5.3.1
典型电路	共射极电路 共源极电路	共集电极电路 共漏极电路	共基极电路 共栅极电路	
用途	电压增益高, 输入电阻和输入电容均较大, 适用于多级放大电路中间级	输入电阻高、输出电阻低, 可作阻抗变换, 用于输入级、输出级或缓冲级	输入电阻小, 输入电容小, 适用于高频、宽带电路	

# 5.5 各种放大器件电路性能比较

组态对应关系:

**BJT**                      **FET**

**CE**     $\longleftrightarrow$     **CS**

**CC**     $\longleftrightarrow$     **CD**

**CB**     $\longleftrightarrow$     **CG**

电压增益:

**BJT**

**FET**

**CE:**    
$$-\frac{\beta \cdot (R_c \parallel R_L)}{r_{be}}$$

**CS:**    
$$-g_m (r_{ds} \parallel R_d \parallel R_L)$$

**CC:**    
$$\frac{(1 + \beta) \cdot (R_e \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)}$$

**CD:**    
$$\frac{g_m (r_{ds} \parallel R \parallel R_L)}{1 + g_m (r_{ds} \parallel R \parallel R_L)}$$

**CB:**    
$$\frac{\beta \cdot (R_c \parallel R_L)}{r_{be}}$$

**CG:**    
$$\frac{(g_m + \frac{1}{r_{ds}})(R_d \parallel R_L)}{1 + \frac{R_d \parallel R_L}{r_{ds}}}$$

# 5.5 各种放大器件电路性能比较

## 输入电阻:

	<b>BJT</b>	<b>FET</b>
<b>CE:</b>	$R_b \parallel r_{be}$	<b>CS:</b> 很高
<b>CC:</b>	$R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)]$	<b>CD:</b> 很高
<b>CB:</b>	$R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta}$	<b>CG:</b> $R \parallel \frac{1}{g_m}$

## 输出电阻:

<b>CE:</b>	$R_c$	<b>CS:</b> $r_{ds} \parallel R_d$
<b>CC:</b>	$R_e \parallel \frac{(R_s \parallel R_b) + r_{be}}{1 + \beta}$	<b>CD:</b> $r_{ds} \parallel R \parallel \frac{1}{g_m}$
<b>CB:</b>	$R_c$	<b>CG:</b> $r_{ds} \parallel R_d$

# 例题

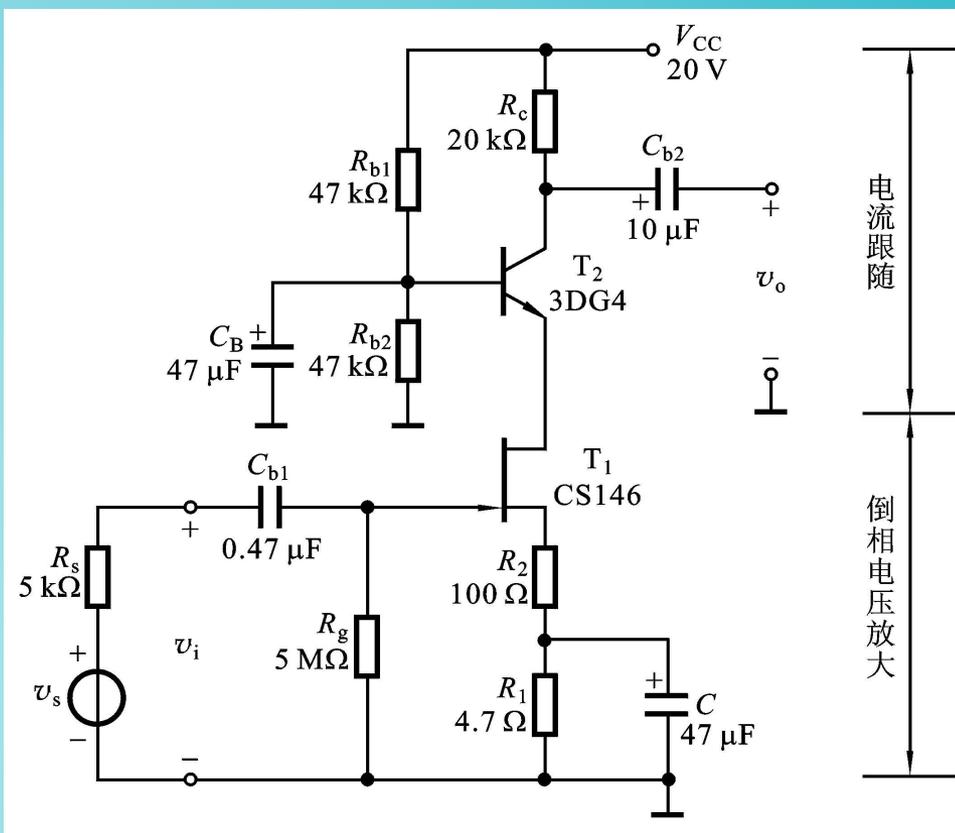
放大电路如图所示。已知

$$g_m = 18 \text{ mS}, \quad \beta = 100,$$

$r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$ , 试求电路的中频增益、输入电阻和输出电阻。

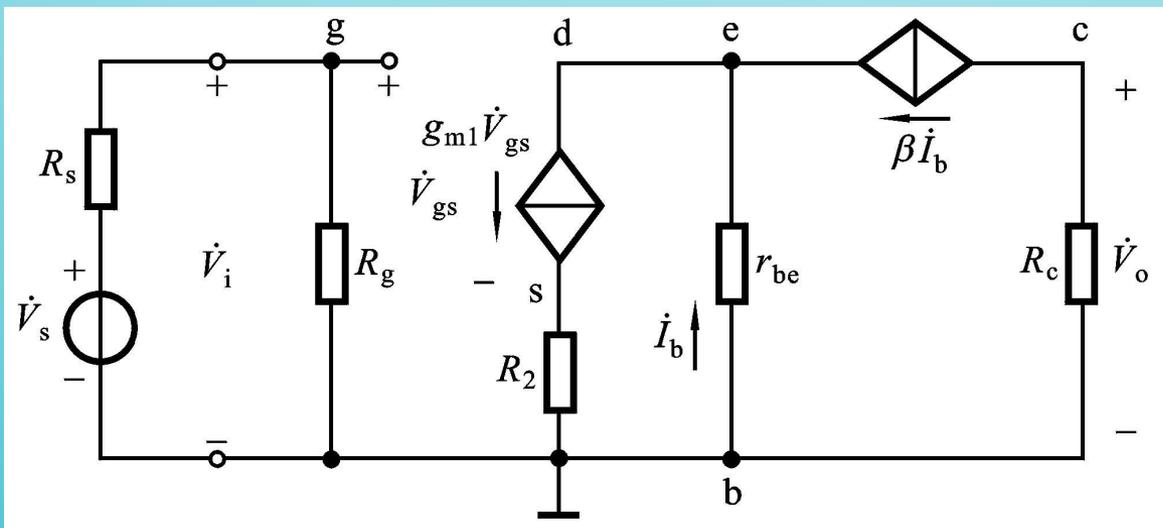
解:

画中频小信号等效电路



电流跟随

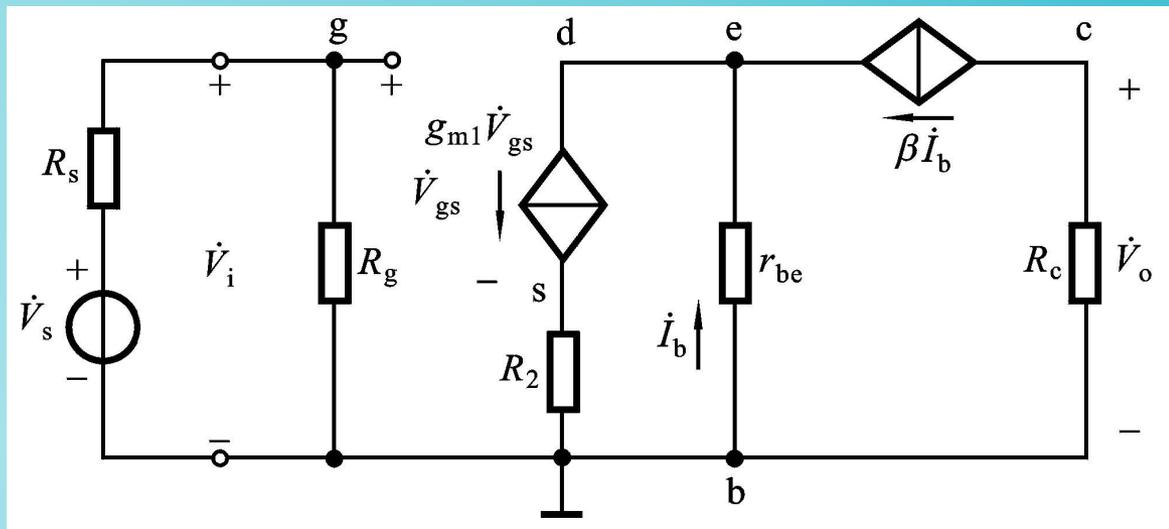
倒相电压放大



# 例题

根据电路有

$$\begin{cases} \dot{V}_i = \dot{V}_{gs} + g_{m1} \dot{V}_{gs} R_2 \\ g_{m1} \dot{V}_{gs} = \dot{I}_b + \beta \dot{I}_b \approx \beta \dot{I}_b \\ \dot{V}_o = -\beta \dot{I}_b R_c \approx -g_{m1} \dot{V}_{gs} R_c \end{cases}$$



则电压增益为

$$\dot{A}_{VM} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{g_{m1} R_c}{1 + g_{m1} R_2} = -128.6$$

$$R_i \approx R_g = 5 \text{ M}\Omega$$

$$R_o \approx R_c = 20 \text{ k}\Omega$$

由于  $R_i = R_g \gg R_s$

$$\begin{aligned} \text{则 } \dot{A}_{VsM} &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{V}_i}{\dot{V}_s} \cdot \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \\ &= \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \dot{A}_{VM} \\ &\approx \dot{A}_{VM} = -128.6 \end{aligned}$$